20

DER PRAKTISCHE FUNKAMATEUR



H. Jakubaschk

Transistorschaltungen

Der praktische Funkamateur • Band 20

Transistorschaltungen

HAGEN JAKUBASCHK

Transistorschaltungen



VERLAG SPORT UND TECHNIK · 1961

Redaktionsschluß: 20. Februar 1961
Verantwortlicher Lektor: Wolfgang Kimmel
Verlag Sport und Technik, Neuenhagen bei Berlin,
Langenbeckstraße 36—39

Gedruckt in der Deutschen Demokratischen Republik
Lizenznummer: 545/10/61
Einbandgestaltung: Paul Schubert
Zeichnungen: Hildegard Seidler
Gesamtherstellung: Druckerei des Ministeriums
für Nationale Verteidigung 650/4025/61
Verlagsbogen: 5,6 Druckbogen: 7 Preis: 1,90 DM

VORWORT

Mit dieser Broschüre wird dem an der Transistortechnik interessierten Funkamateur eine Anzahl vom Verfasser entworfener und erprobter Schaltungen für Transistorgeräte gegeben. In allen Geräten werden nur Einzelteile aus der laufenden DDR-Produktion benutzt, die der Amateur über den Einzelhandel erhält.

Das Heft will keine theoretische Einführung in die Transistortechnik geben. Auf die theoretische Behandlung des Transistors und seiner Funktion wird hier verzichtet und auf die vorhandene Literatur hingewiesen. Mit dieser Schaltungssammlung soll vielmehr dort angeknüpft werden, wo die übliche Grundlagenliteratur im allgemeinen aufhört. Es werden Schaltungen praktisch ausgeführter Geräte gezeigt und ihre Funktion und der Aufbau soweit kommentiert, wie für das Verständnis der Wirkungsweise und den Nachbau erforderlich ist. Einige allen Transistorgeräten gemeinsame Besonderheiten im Aufbau usw. sind in der Einleitung zusammenfassend behandelt.

Bei der Auswahl der Schaltungen wurde auf Vielseitigkeit geachtet und versucht, aus jedem praktisch bedeutungsvollen Anwendungsgebiet ein bis zwei charakteristische, möglichst universell verwendbare Schaltungsbeispiele zu zeigen.

Der Aufwand ist je nach Bedarf sehr unterschiedlich. Daher vermittelt diese Broschüre sowohl dem Anfänger als auch dem fortgeschrittenen Funkamateur geeignete Anregungen. Mit etwas Geduld und Vorversuchen wird immer ein erfolgreicher Nachbau möglich sein.

Es ist inzwischen hinreichend bekannt, daß gerade die Transistortechnik sich — vorwiegend wegen der großen Datenstreuungen der einzelnen Transistorexemplare — nicht für „totsichere Kochbuchrezepte“ eignet. Dieser

Nachteil wurde bei den Schaltungsbeispielen berücksichtigt und deshalb besonders kritische Schaltungen vermieden.

Diese Broschüre mag damit gleichzeitig als erstmaliger Versuch eines kleinen „Transistor-Schaltungslexikons" für den Bastler gelten.

Görlitz, im Februar 1961 Hagen Jakubaschk

Zu Seite 7

*) Nach Redaktionsschluß wurde bekannt: Die neueste Fertigung benutzt 1 bis 4 Farbpunkte als Kennzeichen, wobei die Farbe ohne Bedeutung ist; es gilt 1 Punkt = niedrigster Wert, 4 Punkte = höchster Wert.

1. AUFBAU VON TRANSISTOR-SCHALTUNGEN

Die nachfolgend behandelten Schaltungen haben — unabhängig von ihrer jeweiligen Funktion — einiges, für die Transistortechnik Charakteristisches, gemeinsam. Ein Transistor ist keine Röhre, das bezieht sich sowohl auf seine Funktion als auch auf sein Verhalten innerhalb der Schaltung. Ungewohnt für den mit Röhren geübten Funkamateur sind vor allem die relativ große Temperaturabhängigkeit des Transistors (die sich als Veränderung seiner elektrischen Daten je nach Umgebungstemperatur bemerkbar macht) und die relativ sehr große Fertigungstoleranz zwischen den einzelnen Exemplaren innerhalb eines Typs. Wegen letzterer kann daher nur mit durchschnittlichen Daten gerechnet werden, von denen einzelne Exemplare in dieser oder jener Eigenschaft (Stromverstärkungsfaktor, Eigenrauschen, Kollektor-Reststrom, Grenzfrequenz u. s. f.) oftmals ziemlich weit abweichen können.

Es ist daher nicht bei allen Schaltungen möglich, einen Transistor ohne weiteres gegen einen anderen gleicher Typenbezeichnung auszuwechseln. Auch kann es erforderlich werden, bei der ersten Inbetriebnahme des Gerätes einzelne Werte von Widerständen oder — seltener — Kondensatoren nach Versuch gegenüber den in der Schaltung genannten Werten abzuändern, um den für den gerade benutzten Transistor richtigen Betriebszustand zu erreichen. Wenn dieser Fall auftritt, so wird es im Text bemerkt. Im allgemeinen gilt jedoch, bei der Einstellung von Transistorschaltungen sicherheitshalber in die Batteriezuleitung einen Strommesser einzuschalten und diesen bei der Einstellung zu beobachten. Diese kleine Mühe bietet eine gewisse, wenn auch nicht restlose Sicherheit gegen versehentliche Überlastung eines Transistors.

Erwähnt sei noch, daß die wichtigste Eigenschaft des Transistors, sein Stromverstärkungsfaktor, auf jedem Exemplar mit einem Farbpunkt gekennzeichnet wird. Dabei entspricht jede der neuerdings nur drei benutzten Farben*), rot, grün und weiß (bei Transistoren

älterer Fertigung noch rot, orange, gelb, grün, blau, violett) einem bestimmten Intervall der Stromverstärkung. Die genauen Werte (von ... bis) jeder Farbgruppe sind aus den Datenblättern zu entnehmen. Für den Praktiker genügt im allgemeinen die Kenntnis, daß rot den niedrigsten, grün mittleren, schon recht brauchbaren und weiß bzw. blau den höchsten Verstärkungsfaktoren entspricht. Leider sind gerade letztere Exemplare noch relativ selten erhältlich. Die Verstärkungsfaktoren der Exemplare ohne Farbpunkt z. B. OC 810, OC 815 liegen oft noch unter den für rot gültigen Werten. Sie sind etwas billiger als die gekennzeichneten Typen und mit Vorteil dort anzuwenden, wo es nicht ausschlaggebend auf die Stromverstärkung oder genaue Einhaltung anderer Kennwerte ankommt, bzw. sind sie z. T. auch für Schalteranwendungen (Transverter usw.) bestimmt. Der als zweite Wahl anzusehende Typ GTr ist jedoch für ernsthafte Versuche grundsätzlich nicht zu benutzen.

Zur Information über die Bestimmung der einzelnen in der DDR gefertigten Typen sei erwähnt, daß die Transistoren OC 810 und OC 811 als Universaltypen kleiner Leistung (25 mW) für vorwiegend NF-Verstärkerzwecke gedacht sind (der billigere OC 810 weist stärkere Datenstreuungen auf). Der OC 812 entspricht etwa dem OC 811, ist aber rauschärmer und daher speziell für NF-Anfangsstufen geeignet. Er wird durch den weiter verbesserten OC 814 abgelöst. OC 813 entspricht ebenfalls etwa dem OC 811, zeigt aber etwas höhere Grenzfrequenz (bis 1 MHz) und ist daher, obwohl kein spezieller HF-Transistor, bereits für viele HF-Anwendungen geeignet. Er wird durch die HF-Transistoren OC 870 bis 873 abgelöst werden. Es folgen die NF-Transistoren OC 815 und 816, wobei der OC 816 für kleine NF-Endstufen (Verlustleistung 50 mW) geeignet ist und der OC 815 wiederum den etwas billigeren, stärker streuenden Paralleltyp dazu darstellt. Die NF-Transistoren OC 820 und OC 821 (150 mW) sind insbesondere für NF-Gegentaktendstufen etwas größerer Leistung geeignet, der OC 820 daneben für Schalteran-

wendungen. Als NF-Leistungstransistoren können die 1-W-Typen OC 830 bis 832 benutzt werden. Beim VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder sind entsprechende Datenblätter erhältlich (siehe Anhang).

Zum Prüfen der Transistoren können wir entsprechende Geräte selbst bauen, jedoch ist die Fertigung für den Funkamateur nicht lohnend.

Wegen des unterschiedlichen Verhaltens einzelner Transistoren fällt die letzte Entscheidung, ob das Exemplar im geplanten Gerät brauchbar ist, durch Versuch im Gerät. Auch das Prüfen bei nachträglich auftretenden Störungen erfolgt am sichersten durch Messen im Gerät. Für den Praktiker genügt es, sich einen Überblick zu verschaffen, ob der fragliche Transistor noch funktionsfähig ist. Hierzu ist aber nur ein Vielfachmeßgerät und eine Trockenbatterie notwendig, wenn davon ausgegangen wird, daß bei Transistoren, die durch äußere Einflüsse geschädigt wurden, meist die Sperrschichten zerstört sind bzw. bei deren Vorhandensein gewöhnlich auch noch Verstärkungswirkung vorhanden ist.

Es genügt, die Durchgangs- und Sperrwiderstände überschlägig zu prüfen. Bekanntlich kann bei einem Transistor sowohl die Strecke Kollektor—Basis (Emitter offen), als auch die Strecke Basis—Emitter (Kollektor offen) als Diodenstrecke aufgefaßt werden. Die Strecke Kollektor—Emitter kann dann als Reihenschaltung zweier gegensinnig gepolter Dioden betrachtet werden. Es wird nun zunächst mit hochohmigem Voltmeter (übliches Vielfachinstrument auf 6-V-Bereich und 4,5-V-Taschenlampenbatterie benutzen) die Strecke Basis-Emitter geprüft, dabei liegen Batterie und Voltmeter in Reihe. Mit Minuspol an der Basis muß dabei Durchgang vorhanden sein, d. h. die volle oder nahezu volle Batteriespannung angezeigt werden. Mit Pluspol an der Basis — also in Sperrichtung der Diodenstrecke — darf dagegen nur ein minimaler Reststrom fließen, der allerdings vom Transistortyp abhängng ist und bei größeren Transistoren entsprechend höher, in jedem Falle aber unter 100 µA liegen soll. Wird auch hier

Durchgang angezeigt, ist der Transistor defekt. In gleicher Weise wird die Strecke Basis—Kollektor geprüft, wobei der Durchgang mit Plus am Kollektor vorhanden sein muß. Auch hier soll der Sperrstrom so niedrig wie möglich sein. Bei der Prüfung Kollektor—Emitter darf in beiden Richtungen nur ein geringer Sperrstrom fließen, der jedoch etwas unterschiedlich ist. Wenn während der Messung mit den Fingern eine „hochohmige Verbindung“ (eine Brücke) zwischen Kollektor und der offenen Basis hergestellt wird, muß der Strom — besonders, wenn Minus am Kollektor liegt — merklich ansteigen. Das ist gleichzeitig ein Hinweis auf vorhandene Verstärkerwirkung. Da der Transistor stark temperaturabhängig ist, soll er bei den Prüfungen nicht zwischen den Fingern gehalten werden.

Die letztgenannte Prüfung (Kollektor-Reststrommessung bei offener Basis, Minus am Kollektor) ist bei einigen Transistoranwendungen (Multivibratoren!) von Wert, da hierfür oftmals geringe Kollektor-Restströme wichtiger als der Stromverstärkungsfaktor sind. Auch bietet das Aussuchen zweier Transistoren auf gleichen Kollektor-Reststrom einen gewissen Anhalt für annähernde Kennliniengleichheit, wie z. B. bei „gepaarten“ Transistoren für Gegentaktendstufen oder für Gegentaktendschaltungen gefordert wird. Das einwandfreie Bestimmen eines datengleichen Transistorpaares ist nicht einfach und geht über die Möglichkeiten des Amateurs hinaus. Sofern für derartige Zwecke — wenn die Schaltung unbedingt den Einsatz gepaarter Transistoren fordert, was zumindest für hochwertige NF-Gegentaktstufen und mehrstufige Gleichstromverstärker (z. B. den später gezeigten Temperaturmeßverstärker) der Fall ist — nicht im Handel vom Hersteller ausgesuchte Transistorenpaare (der OC 821 wird z. B. als Paar unter der Bezeichnung 2 OC 821 geliefert) greifbar sind, bleibt nur das Aussuchen der Transistoren auf gleichen Kollektor-Reststrom, wozu eventuell noch die Messung der Kollektorstromgleichheit bei verschiedenen Arbeitspunkten kommen kann. Letztere wird wie die Messung des Kollektor-Reststromes vorgenom-

men, also die Batterie in Reihe mit einem Milliamperemeter (Endausschlag je nach Transistortyp, meist etwa 15 mA. Vorsicht vor Überlastung des Transistors, wenn der Basisanschluß beschaltet wird!), und die Basis erhält jetzt über einen Festwiderstand verschiedenen Wertes — man beginnt mit etwa 200 kΩ und verringert diesen Wert in drei bis vier Etappen bis zum maximal zulässigen Kollektorstrom — Verbindung zum Kollektor. Der gleiche Widerstandswert soll dann bei beiden zu paarenden Transistoren etwa den gleichen Kollektorstrom ergeben. Es wird aber nur selten und bei größerer Auswahlmöglichkeit gelingen, zwei Exemplare zu finden, die bei gleichem Kollektor-Reststrom dann auch bei höheren Kollektorstromwerten noch Übereinstimmung zeigen. Allzu pedantisch soll man dabei jedoch nicht vorgehen. Wenn die Kollektor-Restströme um höchstens zwanzig Prozent und die Kollektorströme bei halbem Kollektor-Maximalstromwert um etwa den gleichen Betrag, nahe dem Höchstwert um höchstens dreißig Prozent, differieren, so genügt dieses Paar schon den meisten Ansprüchen der Praxis. Etwas Geduld erfordert allerdings diese Auswahlmessung, sie hat aber den Vorteil, daß sie auf dem Verkaufstisch improvisiert werden kann. Leider bleibt oft keine bessere Möglichkeit, um zu gepaarten Transistoren zu kommen, was übrigens auch für den Einkauf von Exemplaren höherer Stromverstärkung (Kennfarbe aus dem vorhandenen Vorrat aussuchen) gilt, da die Transistoren vom Hersteller nicht nach Farben sortiert geliefert werden.

Abschließend seien noch einige Hinweise für den praktischen Aufbau von Transistorgeräten gegeben. Zunächst ist festzustellen, daß besonders der Anfänger auf weniger Klippen und Fallstricke stoßen wird, als bei herkömmlichen Röhrengeräten. Das liegt einmal an der übersichtlicheren Transistorschaltung, zum anderen vor allem daran, daß hier kaum einmal brummkritische, kopplungsempfindliche oder sonstwie „mit Gefühl“ zu verlegende Leitungen vorkommen. Die Verkopplungsgefahr durch ungeschickte Verdrahtung —

der typische Anfängerfehler — ist meist sehr gering und die übliche sehr kleine, kompakte Aufbauweise bringt kaum die Versuchung zu unnötig langen Leitungsführungen mit sich. Wegen der geradezu erforderlichen Kleinstbauweise wird auch die Montage und Gestaltung des Gerätes insgesamt einfacher und unkritischer. Auch dem Ungeübten bleibt reichlich freie Hand, um selbst den günstigsten Aufbau, die beste Raumaufteilung usw. auszuknobeln, ohne dabei so weitgehend wie bei Röhrengeräten auf vielseitige elektrische Gesichtspunkte achten zu müssen. Es ergibt sich daraus, die für den Anfänger kuriose Situation, daß eine Transistorschaltung für ihn oftmals theoretisch schwieriger zu verstehen, aber praktisch bedeutend leichter aufzubauen ist als die analoge Röhrenschaltung.

In den folgenden Schaltungsbeschreibungen werden daher für die mechanische Gestaltung nur dort nähere Ausführungen oder Vorschriften gemacht, wo besondere Gründe dazu zwingen. Da sich die meisten Schaltungen ohnehin eignen, abgewandelt oder in einzelnen Komplexen übernommen und miteinander kombiniert zu werden (ein einfacher Eintakt-NF-Verstärker wird z. B. nicht gesondert beschrieben, weil er im Zusammenhang mit Empfängern bereits gezeigt wurde und von dort übernommen werden kann, usw.), bleibt dem Amateur ohnehin die für ihn günstigste Ausführungsart selbst überlassen. Nicht zuletzt wird sich diese vorwiegend nach der Raumfrage richten, besonders wenn vorhandene Gehäuse benutzt werden (hierfür bilden übrigens Haushaltwarengeschäfte eine reiche Fundgrube!). Auch die Batteriefrage ist für die Gesamtgestaltung mitbestimmend, weil die Batterie im allgemeinen einen Großteil des vorhandenen Raumes bereits ausfüllen wird.

Als Batterien sind naturgemäß alle gängigen Sorten verwendbar. Soweit in den Schaltungen bestimmte Typen vorgeschrieben sind, ist das nur als Empfehlung für die günstigste Lösung zu betrachten. Grundsätzlich kann von der 1,5-V-Gnomzelle und dem 2-V-Kleinakku

(Trockenakku) beides übrigens ideale Batterien für Kleinstgeräte, die günstige Raumlösung zulassen — über die Monozelle und Taschenlampenbatterie, 9-V-Transistor-Spezialbatterie, bis zur 22,5-V-Hörbatterie alles verwendet werden, wenn nur durch entsprechende Kombination die vorgeschriebene Betriebsspannung erreicht wird. Welche Batteriegröße (z. B. Mono- oder Gnomzelle, beide haben 1,5 V) dann gewählt wird, ist eine individuelle Platz- und Rentabilitätsfrage (Betriebsdauer!), sofern nicht stärkere Transistorgeräte mit höherer Stromaufnahme (Transverter!) ausnahmsweise zu größeren Batterien zwingen. Die Betriebsspannung kann im allgemeinen von + 15 bis — 20 Prozent von dem angegebenen Wert abweichen, ohne daß die Gerätefunktion dadurch gestört wird. Natürlich verhalten sich die einzelnen Schaltungen hierin sehr unterschiedlich.

Beim Entwurf des mechanischen Aufbaues eines Transistorgerätes beachte den Grundsatz: Mit Transistoren bauen, heißt stets noch kleiner bauen! Befestigungswinkel, Lötleisten, Schrauben und Schellen sind, von ganz seltenen Ausnahmen abgesehen, fehl am Platze. Widerstände, Kondensatoren und die Transistoren selbst, die grundsätzlich fest eingelötet werden (!), sind eng ineinander zu verschachteln, die Verwendung von Schaltdraht wird weitgehend eingeschränkt. Um der Verdrahtung Halt zu geben, genügt es, einige der „größeren“ Teile, etwa die Elkos oder selbst die Übertrager (!) mit Duosan-Kleber auf der Grundplatte festzulegen und deren Anschlüsse dann gleich als Stützpunkte zu benutzen. Gegen Berührung und Schluß werden die Teile durch übergezogenen Isolierschlauch geschützt. Wieweit die Verkleinerung ohne Beeinträchtigung der Funktion getrieben werden kann, zeigt der später beschriebene zweistufige, mit zwei Übertragern und der Batterie komplett in einer Streichholzschachtel untergebrachte Mikrofonverstärker, der einem zweistufigen Röhrengerät leistungsgleich ist. Grundsätzlich sollten wir uns stets bemühen, durch geschickte Raumausnutzung soweit als möglich zu miniaturisieren.

Dieses Bestreben ist typisch für die gesamte Transistortechnik. Hier steht dem Amateur noch ein weites Betätigungsfeld offen.
Beim Einlöten der Transistoren sind die bekannten Grundsätze zu beachten: Schnell mit wenig Zinn löten, Lötwärme vom Anschlußdraht am Transistor mit Flachzange ableiten, Drähte auf nicht weniger als 20 mm kürzen, Kolben während Lötung vom Netz abziehen (Körperschlußgefahr, kann Transistor beschädigen!). Lötfett und alle anderen Löthilfen außer Kolophonium sind besonders streng verboten. Achtung! Falschpolung von Batterie oder Transistoren kann Letztere zerstören!

2. RUNDFUNKEMPFÄNGER

2.1 Einfache Diodenempfänger mit einer NF-Stufe

Als erster Versuch ist für den Anfänger ein einfacher Diodenempfänger (Detektorschaltungen) mit einer NF-Verstärkerstufe geeignet. Bild 1 zeigt die wohl einfachste mögliche Schaltung dieser Art. Neben Transistor, Batterie und Kopfhörer enthält sie lediglich den Schwingkreis (Abstimmkreis) mit Spule und Drehkondensator sowie den zum Schutz des Transistors beim Anschluß der Außenantenne erforderlichen Antennenkondensator. Als Drehko kann jede vorhandene Ausführung für 500 pF verwendet werden, als Spule jede Einkreiserspule oder eine solche aus einem käuflichen Mittelwellen-Sperrkreis o. ä. Die angegebenen 80 Windungen, Anzapfung bei der 40. Windung, gelten als ungefährer Richtwert für übliche Kammerspulenkörper. Sofern nicht ein Ortssender in unmittelbarer Nähe steht, ist hier, wie für alle Detektorgeräte, eine Außenantenne erforderlich.

Im Sendernahfeld kann für die Spule schon ein Ferritstab (etwa 10 mm Dmr., 120 mm lang) als Antenne aus-

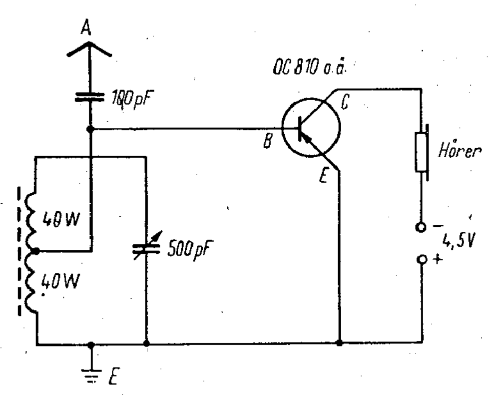


Bild 1. Einfachste Schaltung eines Transistorempfängers

reichen. Die Windungszahl beträgt dann etwa 50 mit Anzapfung bei der 20. bis 25. Windung (ausprobieren!). Der Antennenkondensator wird dann überflüssig.

Die Schaltung (Bild 1) nutzt den Transistor doppelt aus. Die Basis-Emitter-Strecke wirkt hier als Demodulator-Diode, die an ihr auftretende NF-Spannung steuert gleichzeitig den Transistor an. Da der Transistor hier ohne Basisvorspannung arbeitet, dürfen an Verstärkung und klangliche Qualität keine übertriebenen Anforderungen gestellt werden. Immerhin ist diese Schaltung bereits bedeutend leistungsfähiger als eine einfache Detektorschaltung und dabei nicht viel aufwendiger.

Als Hörer ist ein normaler Kopfhörer gut geeignet, die Batterie kann eine Taschenlampenbatterie 4,5 V oder auch eine aus zwei kleinen Monozellen (Gnomzellen) zusammengesetzte 3-V-Batterie sein. Ein Schalter erübrigt sich, wenn der Kopfhörer über Stecker angeschlossen wird, da dann beim Abziehen des Hörers der Stromkreis unterbrochen ist.

Zum Wickeln der Spule kann unbedenklich Volldraht (etwa 0,2 mm Dmr.) genommen werden, was dem Anfänger, besonders im Hinblick auf das etwas Übung erfordernde Verzinnen der Enden von HF-Litze, geraten sei. HF-Litze bringt hier kaum wesentliche Vorteile.

Soll nur ein vorhandener Ortssender empfangen werden, so kann der Drehko durch einen Festkondensator (genauen Wert sorgfältig ausprobieren!) ersetzt werden. Wenn dann ein kleiner Spulenkörper (eventuell Stiefelkörper) benutzt wird, kann das ganze Gerät so klein gestaltet werden, daß es im freien Raum einer der Kopfhörermuscheln mit unterzubringen ist. Lediglich die Batterie wird dann außen an die Hörmuschel angesetzt. Die Kopfhörerleitung dient dann als Zuleitung für Antenne und Erde. Für den Anfänger sei an dieser Stelle der Anschluß des Transistors bezeichnet. Bei allen Typen der Reihe OC 810 bis 821 (alle diese Typen sind für Bild 1 und Bild 2 brauchbar, am günstigsten OC 813, am preiswertesten OC 810) werden die Anschlüsse als Drähte herausgeführt. Dabei ist stets der

mittelste Draht die Basis (B), der etwas weiter abstehende Draht auf der Seite des Farbpunktes (wenn vorhanden) der Kollektor (C) und der andere äußere, dem mittelsten Anschluß etwas näherstehende Draht der Emitteranschluß (E).

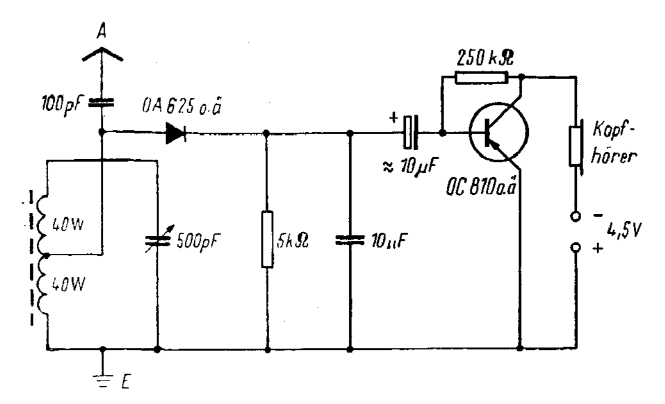


Bild 2. Detektorempfänger mit einer NF-Verstärkerstufe

Bild 2 zeigt eine etwas leistungsfähigere Detektorschaltung mit Germaniumdiode in üblicher Schaltung und nachgesetzter NF-Verstärkerstufe. Hier dient der Transistor zur NF-Verstärkung und erhält über den 250-kΩ-Widerstand seine Basisvorspannung. Für den Elko kann eine Miniaturausführung benutzt werden (Niedervoltelko), dessen Wert hier unkritisch ist und zwischen 4 bis 25 µF liegen soll. Für die Germaniumdiode können anstelle der OA 625 auch alle anderen gängigen Typen einschließlich der Type „Ge-Det" verwendet werden. Im übrigen gilt für diese Schaltung sinngemäß alles wie bei Bild 1, insbesondere hinsichtlich der Ausführung des Schwingkreises.

Auch hier kann in unmittelbarer Sendernähe unter Umständen schon ein Ferritstab als Antenne ausreichen. Ein Anschluß für Außenantenne kann zusätzlich vorgesehen werden.

Das Gerät hat z. B. in einer kleinen Seifendose Platz, in die die Taschenlampenbatterie hineinkommt. Der darüberliegende Raum kann einen 500-pF-Hartpapierdrehko aufnehmen. Die freibleibenden Ecken können die Spule, die übrigen Teile sowie die Steckbuchsen für Antenne, Erde und Kopfhörer aufnehmen. Auch hier ist als Kopfhörer jede Ausführung mit Widerstandswerten zwischen 1000 bis 4000 Ω geeignet. Wer besonders klein bauen will, kommt auch hier mit einer Betriebsspannung von 3 V aus. Der Stromverbrauch beider Schaltungen (Bild 1 und 2) ist so minimal, daß die Haltbarkeit der Batterie nur von ihrer Lagerfähigkeit bestimmt wird (bei frischer Batterie mindestens 1 bis 1½ Jahre). Die Batterie kann daher ohne weiteres fest eingelötet werden.

2.2 Audionschaltung mit dreistufigem NF-Verstärker

Audionschaltungen erfordern bei Verwendung der derzeit verfügbaren Transistoren OC 813 bei der ersten Inbetriebnahme etwas Geduld, da hier einige Schaltungswerte je nach Transistorexemplar genau ausprobiert werden müssen. Nicht jeder OC 813 ist gleichermaßen für Audionzwecke geeignet, mitunter gelingt es auch nicht, den gesamten Mittelwellenbereich, speziell das Gebiet über etwa 1 MHz zu erfassen. Generell soll für die Audionstufe ein Transistor mit möglichst hoher Stromverstärkung (Farbkennung, siehe Einleitung), wenigstens Kennfarbe grün, verwendet werden, was aber nicht besagt, daß gelegentlich auch mit Exemplaren der Kennfarben gelb und rot ebenfalls gute Ergebnisse erzielt werden. Die Schaltung nach Bild 3 ist so ausgelegt, daß sie verhältnismäßig weit variierbar ist. In Ausnahmefällen kann es sogar gelingen, das Audion mit einem OC 811 für T_1 zu betreiben. Die HF-Transistoren OC 870 bis 873 arbeiten in dieser Schaltung in jedem Fall auf Anhieb.

Als Antenne findet ein Ferritstab Verwendung, ein zusätzlicher Anschluß für Außenantenne ist vorgesehen. Bei entsprechender Abwandlung der Windungszahlen

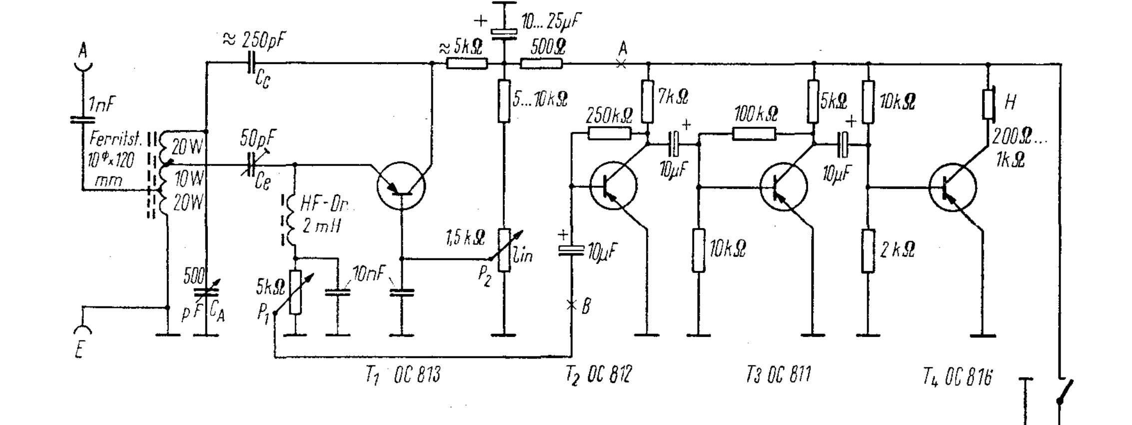


Bild 3. Transistor-Audion mit 3stufigem NF-Verstärker

kann auch ein normaler Spulenkörper verwendet werden. Hier ist HF-Litze empfehlenswert, wobei jedoch besonders auf einwandfreie Verzinnung aller Enden geachtet werden muß. Als Drehko wird man trotz der etwas höheren Verluste aus Raumgründen meist auf den Hartpapierdrehko (Quetscher) zurückgreifen, günstiger wäre ein Luftdrehko.

Der Audiontransistor arbeitet in Basisschaltung, die Rückkopplungsregelung erfolgt durch Verstärkungsregelung von T_1 durch Veränderung der Basisvorspannung. P_2 ist also der Rückkopplungsregler, sein Vorwiderstand (5 bis 10 kΩ) wird so gewählt, daß sich für P_2 der beste Regelbereich beim Einsetzen der Rückkopplung ergibt. Der Kollektor- Koppelkondensator C_c sowie der Kollektorvorwiderstand (etwa 5 kΩ) werden nach Versuch (Schwingeinsatz) genau bestimmt, die gegebenen Werte sind Anhaltswerte. Ebenso ist die Dimensionierung des Emitterkondensators C_e kritisch, hierfür wird — wenn platzmäßig möglich — ein Trimmer benutzt, der nach gefundenen Werten für C_c und Kollektorwiderstand so eingestellt wird, daß sich bei Regeln von P_2 ein günstiger, weicher Rückkopplungseinsatz ergibt. Bei zu weitem Aufdrehen von P_2 muß — wenn die Werte günstig dimensioniert sind — die Rückkopplung wieder aussetzen.

Bei besonders schwingfreudigen Transistoren oder speziellen HF-Transistoren (OC 870 bis 873, OC 44 bis 45 u. ä.) kann eventuell die HF-Drossel eingespart werden. An ihre Stelle tritt dann ein Widerstand von etwa 3 kΩ, während P_1 — der NF-Lautstärkeregler und gleichzeitig Emitter-Arbeitswiderstand — dann auf etwa 1,5 kΩ verringert wird. Die Gleichrichtung der HF erfolgt wiederum an der Emitter-Basis-Strecke. Die Speisespannung für das Audion ist über 500 Ω/10 bis 25 µF besonders entkoppelt. Der angegebene Wert für den Elko ist dabei als Mindestwert zu betrachten, und soll so hoch als möglich sein. Auch die erforderliche Betriebsspannung wird im wesentlichen durch das Audion bestimmt, sofern Kopfhörerempfang genügt. Unter dieser Voraussetzung und falls ein schwingfreu-

diger Audiontransistor zur Verfügung steht, kann die Batteriespannung eventuell ohne weiteres bis auf 6 V oder sogar 4 V herabgesetzt werden. Für Lautsprecherempfang sind jedoch 9 V erforderlich. Sollte dabei das Audion sehr stark rauschen, so kann versucht werden, durch Vergrößerung des 500-Ω-Siebwiderstandes die Audionspannung soweit herabzusetzen, wie es die Rückkopplungs-Funktion erlaubt. Es empfiehlt sich daher unbedingt, zumindest den Audionteil zunächst als Versuchsanordnung lose aufzubauen und hieran die günstigste Dimensionierung aller Werte zu ermitteln, bevor zum Bau des kompletten und endgültigen Gerätes geschritten wird. Der nachfolgende NF-Verstärker wird kaum Komplikationen bereiten, er stellt einen einfachen dreistufigen Verstärker mit Eintakt-Endstufe dar und kann als NF-Verstärker für alle ähnlichen Anwendungen — z. B. für die Schaltungen nach Bild 1 und 2, dort tritt dann der Lautstärkeregler P_1 anstelle des Hörers — verwendet werden. Mit dem Transistor OC 816 in der Endstufe ist dann schon bescheidener Lautsprecherempfang möglich. Für Kopfhörerempfang genügt jedoch bei T_4 auch ein OC 811. In Bild 3 sind die günstigsten Typen angegeben, die aber notfalls austauschbar sind. So kann ohne Wertänderung z. B. für T_2 ein OC 811 oder notfalls OC 810 (geringere Verstärkung!), für T_3 auch ein OC 812 (an dieser Stelle „Luxus“), für T_2 und T_3 auch OC 813, die z. B. als Audiontransistoren nicht befriedigend arbeiten, für T_4 ein OC 815 (geringere Verstärkung!) oder OC 811 (kleine Ausgangsleistung) verwendet werden. Der Anpaßwiderstand des Hörers H (oder Lautsprecher-Ausgangstrafos) soll bei 200 Ω bis 1 kΩ liegen. Übliche 4-kΩ-Kopfhörer können ohne Änderung benutzt werden, da sie auch bei Fehlanpassung noch genügend Leistung aufnehmen. Kleinhörer (Ohrhörer) liegen meist bei 200 Ω bis 1 kΩ (Diktina-Ohrhörer des VEB Meßgerätewerk Zwönitz!). Die Ausgangsübertrager normaler Lautsprecher liegen primärseitig jedoch meist höher. Man benutzt dann behelfsmäßig die niedrigste erhältliche Anpassung (höchstens 3,5 kΩ) oder probiert bei Ausgangstrafos

mit mehreren Anzapfungen den Anschluß zwischen diesen (etwa bei den Anschlußpunkten 3,5 kΩ und 5 kΩ o. ä.) aus, sofern man es nicht vorzieht, den Ausgangstrafo selbst zu wickeln, was in jedem Falle empfehlenswert ist. Für einen M-42/15-Kern gelten dann als Anhaltswert 400 Windungen 0,2 CuL-Draht primär und 50 Windungen 0,4-CuL-Draht sekundär für einen 6-Ω-Lautsprecher.
Für maximale Leistungsausbeute bei Lautsprecherbetrieb kann der Kollektorstrom der Endstufe noch gemessen und genau eingestellt werden. Er soll etwa 12 mA für den OC 816 (bzw. 4 mA für den OC 811 bei T_4) betragen und wird durch Veränderung des 10-kΩ-Basiswiderstandes bei T_4 eingestellt. Die Gesamtstromaufnahme des Gerätes liegt dann bei etwa 15 (bzw. 7) mA. Mit zwei Taschenlampenbatterien (Flachbatterien) kann dann mit einer Betriebsdauer von wenigstens 100 Stunden gerechnet werden.

2.3 Reflex-Audionschaltung

Für den etwas fortgeschritteneren Amateur sei hier eine interessante Schaltung eines in Reflexschaltung arbeitenden Audions gezeigt. Voraussetzung ist ein relativ guter HF-Transistor mit nicht zu geringer Grenzfrequenz. Aus der DDR-Fertigung ein OC 871 (mit dem der Verfasser das Versuchsmuster erprobte) oder ein OC 872, eventuell auch ein ausgewählter OC 813 mit hoher Stromverstärkung und Grenzfrequenz (entscheidend ist der Versuch). Bild 4 zeigt die Schaltung mit den für den OC 871 als günstig gefundenen Werten, die natürlich wieder je nach Exemplar variieren können. Der Transistor arbeitet in Emitterschaltung und wird hier nicht zur Demodulation, sondern nur zur Schwingkreisentdämpfung, HF-Verstärkung und — in Reflexschaltung — NF-Verstärkung benutzt. Damit kann im nachfolgenden NF-Verstärker eine Stufe eingespart werden, und es ist möglich, z. B. mit diesem Audion die später beschriebenen Gegentakt-NF-Verstärker mit OC 821 direkt anzusteuern. Auch der NF-Verstärker aus Bild 3 kann verwendet werden. Das

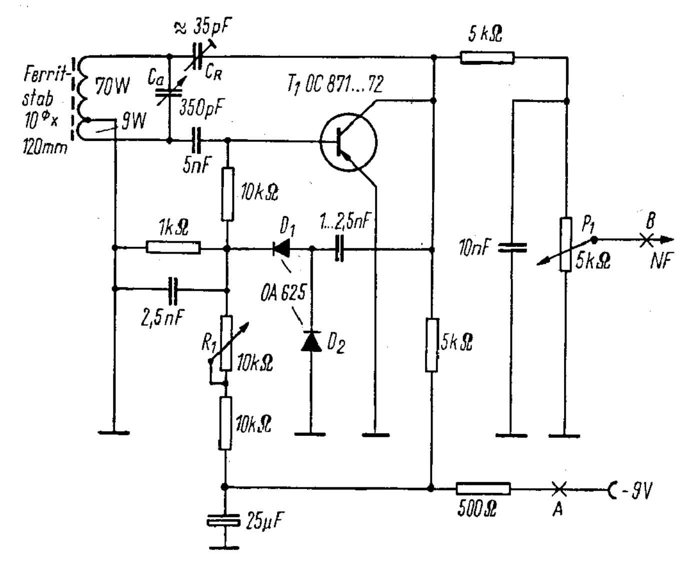


Bild 4. Audion-Reflexschaltung

Audion nach Bild 4 tritt dann anstelle T_1 in Bild 3 und wird bei Punkt A und B mit den gleichlautenden Punkten in Bild 3 verbunden.

Als Antenne dient ein Ferritstab. Die Lage der Anzapfung der Schwingkreisspule ist auszuprobieren, die angegebenen 9 Windungen sind Anhaltswerte. Der Abstimmkondensators C_A hat wegen des höheren L/C-Verhältnisses des Schwingkreises, das hier durch den relativ kleinen Ankoppelkondensator C_R ermöglicht wird, nur 350 pF. Dadurch wird eine etwas höhere Empfindlichkeit der Ferritantenne erzielt. Die dem Transistor über 5 nF an der Basis zugeführte und verstärkte HF wird vom Kollektor zu einem Bruchteil über C_R dem Schwingkreis zur Entdämpfung (Rückkopplung) zugeführt. Im Hauptanteil wird HF jedoch über einen Koppelkondensator von 1 bis 2,5 nF den Demodulatordioden D_1, D_2, zugeleitet, die in Spannungsverdoppler-

schaltung arbeiten. Die am Arbeitswiderstand 10 kΩ/2,5 nF abfallende NF-Spannung wird nunmehr über den Basiswiderstand 10 kΩ erneut dem Transistor zugeführt, der nunmehr gleichzeitig als NF- Nachverstärker fungiert. Am Kollektor wird dann die NF über das HF-Siebglied 5 kΩ/10 nF abgegriffen und dem Lautstärkeregler P_1 zugeführt.

Die Rückkopplungsregelung erfolgt mit R_1 durch Ändern der Basisvorspannung. Gleichzeitig werden über R_1 die Dioden vorgespannt und ihr Arbeitspunkt in den Durchlaßbereich des Gebietes der Anlauf-Kennlinienkrümmung verschoben, eine Maßnahme, die sich bekanntlich für die Demodulation sehr kleiner HF-Spannungen empfiehlt. Bei der Ersteinstellung ist daher ein Kompromiß zwischen bester Diodenvorspannung und Rückkopplungseinsatz zu finden, indem nach Versuch bei günstigster Einstellung von R_1 der Koppelkondensator C_R — ein kleiner keramischer Scheibentrimmer — auf Schwingeinsatz eingestellt wird. Die betriebsmäßige Regelung der Rückkopplung erfolgt dann mit R_1.

Diese Schaltung hat neben ausgezeichneter Empfindlichkeit den Vorzug, bei richtig dimensionierten Werten eine weiche, nicht ziehende Rückkopplung zu ergeben, wobei beim Schwingeinsatz kaum eine Verstimmung des Schwingkreises zu bemerken ist. Dieser allen Transistoraudions charakteristische, die Einstellung des Senders erschwerende Nachteil ist hier weitgehend vermieden. Das ist darauf zurückzuführen, daß die Transistor-Eigenkapazitäten, die je nach Betriebszustand und Rückkopplungseinstellung stark schwanken, wegen des geringen Wertes von C_R nicht mehr so stark in den Schwingkreis eingehen wie bei den üblichen Audionschaltungen (z. B. nach Bild 3). Sind die dafür geeigneten Transistoren vorhanden, dann ist diese Schaltung gerade für Kleinstempfänger ausgezeichnet brauchbar. Der 25-µF-Siebelko in der Minusleitung ist wiederum Mindestwert, anzuraten sind an dieser Stelle möglichst 100 µF. Die Batteriespannung wird allerdings kaum unter 9 V herabsetzbar sein.

2.4 Transistor-Super mit acht Transistoren

Zu der in Bild 5 gezeigten Schaltung eines Transistor-Supers mit Transistoren der DDR-Produktion (ohne Verwendung spezieller HF-Transistoren) sind einige Vorbemerkungen erforderlich. Das fertige Gerät wird in jedem Falle noch einige Abgleicharbeiten (wiederum durch streuende Transistordaten bedingt) erfordern, die über das bei Supern normale Maß hinausgehen. Daher ist der Aufbau eines Transistorsupers, sofern — wie im vorliegendem Fall — keine Spezialbauteile, wie Transistor-ZF-Filter und Oszillatorspule, HF-Transistoren usw. zur Verfügung stehen, nicht ganz einfach und erfordert bereits einige Erfahrungen mit herkömmlichen Röhren-Supern (Abgleich!) einerseits und Transistorschaltungen (NF- und Audionschaltungen) andererseits, sowie einige theoretische Grundkenntnisse. Für den Anfänger ist solch ein Projekt also zunächst nicht zu empfehlen, solange nicht an einfacheren Geräten die nötigen Erfahrungen gesammelt wurden.

Die gegebene Bauanleitung ist als Beispiel dafür gedacht, wie mit scheinbar unzulänglichen Mitteln durchaus brauchbare Ergebnisse erreicht werden können. Selbstverständlich ist diese Schaltung bei Verwendung von geeigneten Transistoren (OC 873, OC 45 u. ä.) bedeutend leichter „hinzukriegen“, unkritischer im Abgleich und insgesamt leistungsfähiger. Immerhin zeigt die Schaltung das Prinzip, vermeidet alle kritischen Schaltungskunstgriffe und ermöglicht damit dem erfahrenen Bastler relativ weitgehende Variationsmöglichkeiten, ohne ihn auf bestimmte Spezialteile festzulegen.

Im HF- und ZF-Teil wird der OC 813 (Grenzfrequenz etwa 1 MHz) verwendet. Um eine mit Industriegeräten vergleichbare Leistungsfähigkeit zu erzielen und den Bau eines Supers zu rechtfertigen, kommt für Misch- und ZF-Stufe nur die Emitterschaltung in Frage, da die Basisschaltung zu geringe Verstärkung aufweist. Das bedeutet aber einen starken Rückgang der aus-

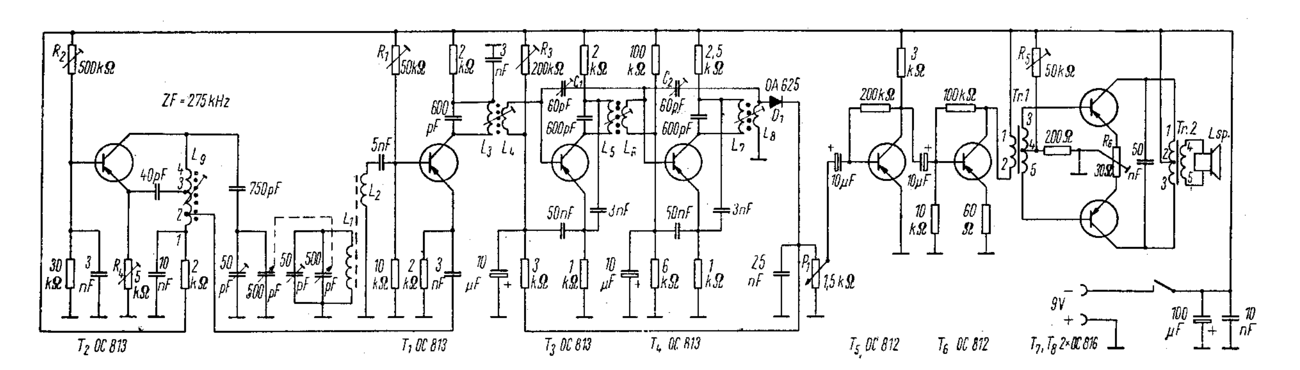


Bild 5. Schaltung eines Transistor-Supers

nutzbaren Grenzfrequenz, jedoch ist es bei sorgfältiger Bemessung der Schaltung und geeigneter Wahl der Zwischenfrequenz möglich, auch mit dem OC 813 noch recht brauchbare Ergebnisse zu erhalten. Für die ZF wurde als günstigster Wert 275 kHz gewählt. Naturgemäß sind die Exemplarstreuungen der Transistoren hier besonders zu bemerken, so daß eine gewisse Auswahl (z. B. Austauschen der Exemplare untereinander!) nicht zu umgehen ist. Allgemein soll beim Einkauf auf den Stromverstärkungsfaktor (Kennfarbe) geachtet werden. Zumindest für Mischstufe und Oszillator sollten dabei die Kennfarben blau bzw. weiß, wenigstens grün, verwendet werden. Bei den ZF-Stufen können wir notfalls bereits mit gelben (nach neuer Kennzeichnung ebenfalls grünen) Exemplaren auskommen. Rotpunkt-Exemplare erreichen kaum eine wirkliche befriedigende Leistung.

Kritisch ist auch die Bemessung der Spulen, insbesondere im Oszillator, die auf S. 28 angegebenen Windungszahlen geben nur die beim Mustergerät ermittelten Anhaltswerte. Die in der Schaltung an einigen Stellen gezeigten Trimmpotentiometer und Trimmwiderstände (1/10-W-Kleinstpotentiometer vom VEB Elrado Dorfhain) können nach Ermitteln der endgültigen Werte auch durch Festwiderstände ersetzt werden.

Der Aufwand von insgesamt acht Transistoren erscheint zunächst hoch, jedoch ist es hier — abweichend von Industrieschaltungen — erforderlich, Misch- und Oszillatortransistoren zu trennen, da es in üblichen Schaltungen nicht möglich ist, den OC 813 als Mischtransistor auf optimales Rauschverhältnis und gleichzeitig auf Schwingfähigkeit noch bei 1,8 MHz einzustellen. Es kann jedoch in dem hier sehr reichlich bemessenen NF-Verstärker ohne weiteres eine Stufe (T 5) eingespart werden.

Als Antenne dient ein Ferritstab 10 mm Dmr., 120 mm lang, der die Wicklungen L_1 (50 Wdg. HF-Litze) und L_2 (8 bis 12 Wdg. HF-Litze) trägt. Als Doppeldrehko wurde im Mustergerät eine Kleinausführung mit 2×500 pF (Schalkau) verwendet. Alle Spulen wurden

im Mustergerät selbstgewickelt, und zwar auf einzelne Kleinstwickelkörper, die den UKW-Bandfiltern UZB 1 (Meuselwitz) entnommen und entsprechend umgewickelt wurden. Dabei ergab sich für L_3, L_5 und L_7: 200 Wdg. 0,12 CuL, für L_4, L_6 und L_8: 35 Wdg. 0,12 CuL, und für die Oszillatorspule L_9: Anschluß 1-2: 60 Wdg., Anschluß 2-3: 55 Wdg., Anschluß 3-4: 35 Wdg., alles 0,12 CuL-Draht. Beim Nachbau wird jedoch von einer kompakten Bauweise abgeraten, um HF-Verkopplung zu vermeiden und für Bandfilter und Drehko nicht zu kleine Bauteile wählen zu müssen.

Der Oszillator (T_2) ist besonders sorgfältig einzustellen. Er schwingt wie üblich um den Betrag der ZF höher als die Empfangsfrequenz, um das Gleichlaufproblem der Abstimmkreise in gewohnter Form behandeln zu können. Das bedeutet für T_2 eine höchste Schwingfrequenz von reichlich 1,8 MHz. Wegen des hierbei im Transistor auftretenden Phasenganges ist die Bemessung des Emitterkondensators an T_2 — über den die Rückkopplung erfolgt — kritisch. Mit dem Emitterwiderstand R_4, der zusammen mit dem 40-pF-Kondensator für den Ausgleich dieses Phasenganges sorgt, ist eine Einstellung auf günstigstes Schwingverhältnis erreichbar, so daß der Oszillator auf der gesamten Mittelwelle konstant durchschwingt. R_2 — mit dem die Basisvorspannung eingestellt wird — soll nicht kleiner gewählt werden, als für ein sicheres Anschwingen bei allen Frequenzen erforderlich ist. In gewissen Grenzen kann mit R_2 auch die Oszillatoramplitude und damit das Mischverhältnis der Mischstufe beeinflußt werden. Der Abgleich von Oszillator und Vorkreis erfolgt mit L_9 und den Paralleltrimmern in gewohnter Weise. Der Vorkreis wird induktiv durch Verschieben von L_1/L_2 auf den Ferritstab abgeglichen, weshalb L_1 (über dessen „kaltem“ Ende L_2) auf einem straff auf den Stab gleitenden Ölschlauchstück im ersten Drittel des Stabes angeordnet wird.

Die Oszillatorfrequenz wird am Emitter von T_1, die Empfangsfrequenz an dessen Basis eingekoppelt. Mit R_1 wird die Basisvorspannung nicht auf höchste Misch-

verstärkung, sondern auf günstigsten Rauschabstand eingestellt. Am Kollektor von T_1 ist das erste Bandfilter angeschlossen. Hier wurden einkreisige Bandfilter gewählt, um die ZF-Verstärkung genügend hoch zu halten und weil ohnehin zwei ZF-Stufen erforderlich sind. Außerdem war auf den verwendeten Kleinstwickelkörpern kein Platz für ein zweikreisiges Filter. Aus dem gleichen Grunde wurde auf eine Anzapfung bei L_3 zwecks Anpassung des Transistors verzichtet, da wegen der relativ geringen unterzubringenden Windungszahl und des kleinen Kernes ohnehin nur eine Kreisinduktivität von nur etwa 350 µH erreichbar ist. Wegen des relativ geringen L/C-Verhältnisses liegt dann der Resonanzwiderstand des Kreises in jedem Falle noch unter 20 kΩ. Eine besondere Anpassung des Transistors kann hier und in den ZF-Stufen entfallen. Trotzdem ergaben diese Kreise im Mustergerät erstaunlich scharfe Maxima, immerhin dürfte aber die Verwendung größerer Wickelkörper (Topfkerne) und Umrechnung der Kreise auf günstigeres L/C-Verhältnis — man wird dann ein Schwingkreis-C von etwa 250 pF zugrunde legen — vorteilhafter sein. Dann muß jedoch der Transistor an den Kreis angepaßt werden. Die Anzapfung für den Kollektor soll dann bei 0,3 bis 0,5 der Gesamtwindungszahl von L_3 und L_5 liegen. Bei L_7 dürfte eine Änderung des L/C-Verhältnisses jedoch wegen der Bedämpfung dieses Kreises durch den Demodulator keinen Gewinn bringen. Die Ankopplungswicklungen L_4, L_6, L_8 dienen zur Anpassung des Eingangswiderstandes der folgenden Stufe an das Filter. Bei Änderung des L/C-Verhältnisses ist daher auch das Übersetzungsverhältnis der Filter umzurechnen. L_4 koppelt die ZF in den Transistor T_3 ein (erste ZF-Stufe). Dessen Basisteilerwiderstand R_3 ermöglicht hier neben der Arbeitspunkt-Einstellung für T_3 vor allem die Einstellung der günstigsten Vorspannung der Demodulatordiode D_1 in Durchlaßrichtung, deren Arbeitspunkt bei schwach einfallenden Sendern dann gerade im unteren Kennlinienknick liegt, was die Demodulation begünstigt. Bei stärkeren Sendern

(höhere ZF-Spannung) entsteht am Lautstärkeregler P_1 eine Gegenspannung, die diese Vorspannung aufhebt und über ein Siebglied (3 kΩ/10 μF) als Schwundregelspannung für T_3 wirksam wird. Wie ersichtlich, wird hier nur eine Stufe geregelt. Eine Regelung der Mischstufe würde zu Frequenzverwerfungen führen, während die Regelung beider ZF-Stufen zu Verzerrungen Anlaß geben kann. Der spätere ZF-Abgleich soll deshalb auch nur bei schwachem Signal — und erst, nachdem alle Trimmregler ebenfalls bei schwachem Signal eingestellt wurden — erfolgen. Die zweite ZF-Stufe mit T_4 gleicht bis auf die feste Basisvorspannung der ersten. Über C_1 und C_2 — deren Wert relativ unkritisch ist — sind beide Stufen neutralisiert, was immerhin eine merkliche Erhöhung der ZF-Verstärkung einbringt. C_1 und C_2 können auch mit Festkondensatoren ausprobiert werden.

Bei der ersten Inbetriebnahme ist zu beachten, daß durch ZF-Selbsterregung bei ungünstigem Aufbau (auch die Mischstufe beginnt dann mitunter selbständig zu schwingen und täuscht dabei sogar verzerrten Ortsempfang vor!) an der Diode D_1 eine relativ hohe ZF-Spannung stehen kann. Da dies eventuell zur Überlastung der Diode und der Transistoren führt, ist die Ursache sofort abzustellen und während des Abgleichs mit einem Meßgerät die an P_1 abfallende Spannung ständig zu beobachten. Der Lautstärkeregler P_1 ist gleichzeitig Dioden-Arbeitswiderstand.

Der nachfolgende NF-Verstärker ist dreistufig aufgebaut und zeigt bis auf die Verwendung des rauscharmen OC 812 als T_5, der aber auch ein OC 811 sein oder ganz entfallen kann, keine Besonderheiten. Die Gegentakt-Endstufe ist mit zwei OC 816 bestückt und entspricht leistungsmäßig etwa der Endstufe des bekannten Transistor-Taschenempfängers „Sternchen". Für die Übertrager Tr_1 und Tr_2 können daher auch die gelegentlich erhältlichen „Sternchen"-Originalübertrager K 20 und K 21 benutzt werden. Auch Selbstwickeln ist möglich. Man benutzt dann zweckmäßig Trafokerne M30/7, für die sich etwa folgende Win-

dungszahlen ergeben: Tr_1, Wicklung 1 bis 2: 1100 Wdg., 0,12 CuL; 3 bis 4 und 4 bis 5: je 230 Wdg., 0,2 CuL; Tr_2, Wicklung 1 bis 2 und 2 bis 3: je 450 Wdg., 0,14 CuL; 4 bis 5: 75 Wdg., 0,4 CuL, für einen Lautsprecher mit $Z = 6\ \Omega$. Im Mustergerät fand ein Kleinlautsprecher mit 65 mm Dmr. Verwendung.

Die Endstufe arbeitet im B-Betrieb. Mit R_5 wird ein Kollektor-Ruhestrom von je 0,3 mA eingestellt. Die Transistoren müssen im Kennlinienverlauf einigermaßen gleich (möglichst gepaart, s. 1. Aufbau von Transistorschaltungen) sein. Kleinere Abweichungen können mit dem Symmetrieregler R_6 ausgeglichen werden, wozu der Kollektorstrom mit R_5 auf etwa je 3 mA erhöht und mit R_6 beide Kollektorströme auf gleiche Größe eingestellt werden. Falls sich jetzt beim Zurückregeln mit R_5 auf je 0,3 mA erneut ein größerer Unterschied zeigt, ist eine Kompromißeinstellung von R_6 (nach Gehör auf Verzerrungsminimum) zu suchen, sofern nicht zwei besser zueinander passende Transistoren verwendet werden können. Der Vorteil des B-Betriebes liegt in dem geringen Ruhestromverbrauch der Endstufe, wobei die Stromaufnahme von der Lautstärke abhängt und insgesamt eine bedeutend bessere Batterieausnutzung erreicht wird.

Der Abgleich entspricht einem normalen Superabgleich, nachdem zuvor R_1 bis R_6 nach den gegebenen Hinweisen eingestellt wurden. C_1 bis C_2 werden nach beendetem ZF-Abgleich genau eingestellt und anschließend der ZF-Abgleich nochmals kontrolliert. Falls nicht nur nach Gehör und einfallendem Sender abgeglichen wird, was stets nur Notbehelf sein kann, wird die HF dem Gerät vom Meßsender über 2 bis 3 lose um das freie Ende des Ferritstabes gelegte Ankoppelwindungen eingespeist, die ZF über einen 50-nF-Kondensator in die Basis von T_1. Dabei ist stets mit möglichst geringer Meßsenderspannung (bzw. bei Behelfsabgleich auf schwachem Sender) abzugleichen. Ein etwa vorhandenes Röhrenvoltmeter oder gutes hochohmiges Voltmeter (Vielfachmesser) wird parallel zu P_1 gelegt,

wobei ohne Signal etwa —0,3 V, mit Signal etwa + 0,5 V bis + 3 V auftreten sollen.

Das Mustergerät wurde als Experimentiergerät in eine Plexiglasbüchse 125/75/75 mm eingebaut und brachte auch unter ungünstigsten Verhältnissen in verschiedenen Teilen der DDR stets Empfang mehrerer auch schwacher Sender. Einige Fotos sollen den beim Mustergerät gewählten Aufbau zeigen, wobei jedoch nochmals vor übertrieben engem Aufbau gewarnt sei, wenn nicht die unbedingte Notwendigkeit dazu besteht.

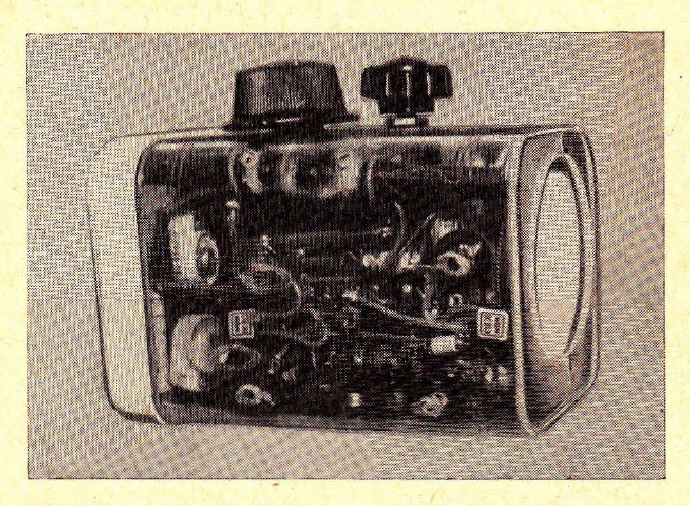


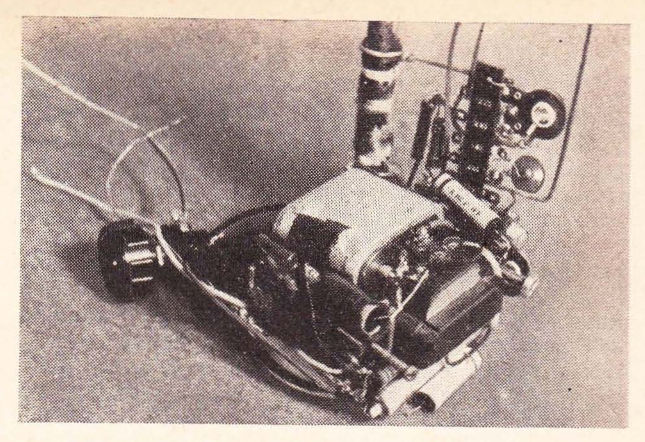
Bild 6. Transistor-Super. Ansicht des Mustergerätes im Gehäuse

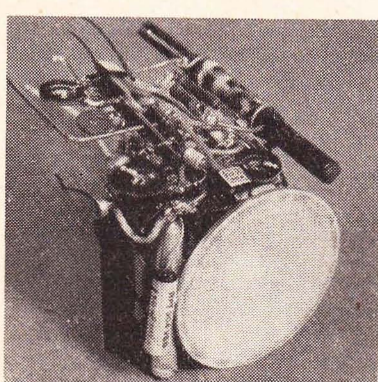
Bild 6 zeigt das Gerät in eingebautem Zustand. Der große Knopf bedient über einen Kegel-Feintrieb den Drehko, der kleine ist der Lautstärkeregler. In dem durch den weißen Deckel abgegrenzten Raum ist die Batterie, bestehend aus 6 Gnomzellen je 1,5 V, untergebracht. Das Gerät besteht aufbaumäßig aus zwei kompakten Einheiten, dem NF-Verstärker mit Misch- und Oszillatorstufe (Bild 7 und 8) und dem mit dem

Drehko zusammengebauten ZF-Teil (Bild 9). Der NF-Verstärker wurde eng um den Lautsprechermagneten gebaut. Damit benötigt der gesamte NF-Verstärker einschließlich Übertragern (einer ist in Bild 7 rechts vorn zu erkennen) nicht viel mehr Raum als der Kleinlautsprecher selbst. Die Drehko-Wanne stößt in eingebautem Zustand an die Rückseite des Lautsprechers (Bild 9). Der unter dem Drehko noch freibleibende Raum von etwa 12 mm Höhe enthält den gesamten ZF-Verstärker (ab Kollektor T_1 bis Anschluß P_1 nach Bild 5). Hinter dem Drehko verbleibt dann der durch eine Zwischenwand abgetrennte Batterieraum. Die Abschirmung der ZF-Bandfilter erwies sich hier als nicht erforderlich. Grundsätzlich sollte sie jedoch vorgesehen werden. In Bild 9 sind links vorn übereinander — im Foto querliegend — die beiden Wickelkörper des zweiten und dritten Filters zu erkennen. Über den Rotorplatten des Drehkos sind dessen Paralleltrimmer angeordnet. Zwischen Rotor und Gehäusewand finden — flach und langgestreckt auf einer Lötleiste angeordnet und nur 9 mm Tiefe beanspruchend — Oszillator und Mischstufe Platz. Diese Baugruppe und auch der Ferritstab wurden, da es für die Montage zweckmäßig ist, an dem hier als Stützpunkt dienenden NF-Baustein befestigt. Der Oszillator befindet sich dabei direkt über dem Lautsprecher, die Mischstufe am anderen Ende der Lötleiste und damit direkt über den Drehkoplatten, dadurch wird kürzeste Leitungsführung ermöglicht. Die winzige Oszillatorspule L_9 wurde seitlich an die Lötleiste geklebt. Da der Betrieb nur im zusammengebauten Zustand möglich ist, hat das Gehäuse bei allen für den Abgleich in Frage kommenden Organen Löcher für das Abgleichwerkzeug.

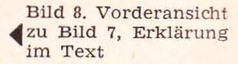
Die Betriebsdauer des Gerätes für sechs Gnomzellen (Belfa-Kleinstabelemente Nr. 201) liegt bei etwa 200 Stunden.

Für den Nachbau sei empfohlen, von einem etwas größeren Lautsprecher (klanglich vorteilhafter!) und Gehäuse auszugehen. Betreffs der Schaltungsdimensionierung werden einige Vorversuche mit den derzeitigen

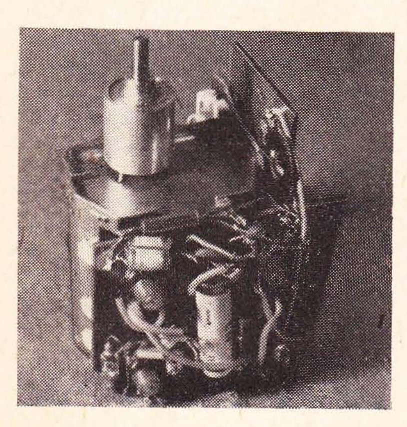




▲ Bild 7. Rückansicht des NF-Verstärkers mit Misch- und Oszillatorstufe, Erklärung im Text



◀ Bild 8. Vorderansicht zu Bild 7, Erklärung im Text



◀ Bild 9. ZF-Teil mit Drehkondensator

Transistoren OC 813 im Hinblick auf ihre sehr unterschiedliche Eignung erforderlich sein, was aber im wesentlichen eine Geduldsfrage ist. Für andere günstigere Transistortypen kann die Schaltung sinngemäß ohne weiteres übernommen werden.

3. NIEDERFREQUENZ-VERSTÄRKER

In diesem Abschnitt werden geeignete Verstärkerschaltungen für Vorverstärkung, Mikrofonverstärkung und Endverstärkung (Leistungsendstufen kleiner Leistung für Lautsprecher) gezeigt und als praktische Anwendung zwei Wechselsprechanlagen beschrieben. An Endstufen für Lautsprecherbetrieb werden dabei hier zwei Gegentaktendstufen behandelt, die bereits soweit vervollkommnet sind, daß sie auch höheren Ansprüchen an Frequenzgang und Verzerrungsarmut (geringen Klirrfaktor) genügen. Auf die Beschreibung einfacherer Endstufen wird hier verzichtet, da derartige NF-Verstärkerschaltungen bereits in Bild 2, 3 und 5 gezeigt wurden und von dort bedarfsweise übernommen werden können. Wie bereits an anderer Stelle erläutert, sind für Gegentaktendstufen, falls wirklich optimale Ergebnisse erreicht werden sollen, kennliniengleiche Transistorpaare zu verwenden.

3.1 Dreistufiger NF-Gegentaktverstärker mit zwei OC 821

Der in Bild 10 gezeigte Verstärker ist für 6 V Batteriespannung ausgelegt und weist bei einer maximalen Ausgangsleistung von knapp 0,5 W einen Klirrfaktor von maximal 10 bis 12 Prozent auf. Für Vollaussteuerung ist eine Eingangsspannung von etwa 100 bis 300 mV erforderlich. Bei etwas verringerter Aussteuerung sinkt der Klirrfaktor unter 5 Prozent ab. Der Frequenzgang ist im wesentlichen von der Übertragerqualität abhängig und bei brauchbaren Übertragern von etwa 50 Hz bis 12 kHz hinreichend linear. Der Eingangswiderstand beträgt — wie bei allen Transistorverstärkern — nur wenige kΩ. Falls hochohmige Quellen, z. B. Kristalltonabnehmer, angeschlossen werden sollen, kann man dem Eingang eine Impedanzwandler-

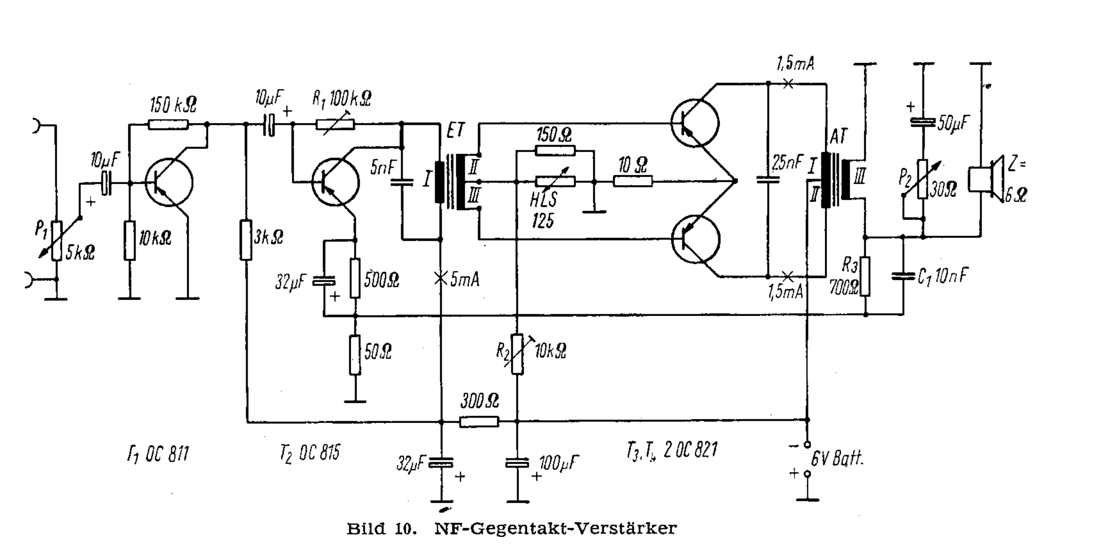


Bild 10. NF-Gegentakt-Verstärker

stufe (siehe unter 3.4) vorschalten. Der Lautstärkeregler P_1 in Bild 10 ist dann gleichzeitig als Emitterwiderstand der Impedanzwandler-Stufe benutzbar. Die Vorstufe des Verstärkers nach Bild 10 ist in einfacher Weise durch Anschluß des Basisteilerwiderstandes an den Kollektor stabilisiert. Damit erzielen wir eine leichte klirrfaktorverringernde Gegenkopplung. Die gleiche Maßnahme ist bei der Treiberstufe T_2 (sie ist wegen der für die Endstufe aufzubringenden Treiberleistung mit OC 815, vorteilhaft auch OC 816, bestückt) angewendet. Zusätzlich ist hier, um einem thermischen „Hochlaufen" dieser Stufe vorzubeugen, was wegen des geringen Gleichstromwiderstandes der Übertragerwicklung möglich wäre, die übliche Emitterstabilisierung mit 500 Ω/32 μF angewendet. Am Emitterfußpunkt wird außerdem ein Teil der Ausgangsspannung als Gegenkopplung eingekoppelt. Mit R_1 wird der Kollektorstrom der Treiberstufe auf 5 mA eingestellt.

Der Treibertrafo ET sorgt für die Anpassung der Endstufentransistoren an den Treiber. Für seinen Kern M 42/15, Dyn. Bl. IV, 0,5 mm Luftspalt, gleichsinnig geschichtet, gelten folgende Wickeldaten: Wicklung I: 2000 Wdg., 0,14 CuL; Wicklung II und III je 260 Wdg., 0,2 CuL. Wicklung II und III werden bifilar gewickelt, d. h. beide zugleich (parallellaufend) aufgebracht und dann phasenrichtig (über Kreuz) in Serie geschaltet. Die Endstufe mit T_3, T_4 ist normal geschaltet. Um den günstigsten Arbeitspunkt für optimale Leistungsausbeute einzuhalten, ist hier — im Gegensatz zu Endstufen kleinerer Leistung — nicht mehr ohne thermische Stabilisierung (Temperaturkompensation) auszukommen, die den Einfluß der durch die Umgebungstemperatur verursachten Arbeitspunktwanderung ausgleicht. Zu diesem Zweck wird im Basisspannungsteiler masseseitig ein Heißleiter (Typ HLS 125, Handelsname dieser Heißleitertypenreihe „Herwid-T", Hersteller VEB Keramische Werke Hermsdorf) angeordnet, der dicht bei den Transistoren montiert werden muß, um stets etwa deren Temperatur zu haben. Er hat etwa die Größe eines 1/10-W-Widerstandes. Der richtige Arbeits-

punkt der Endstufe wird mit R_2 eingestellt, so daß der Kollektor-Ruhestrom für T_3 und T_4 je 1,5 mA beträgt. Die Endstufe arbeitet dann im günstigsten AB-Betrieb, ihre Stromaufnahme kann bei Lautstärkespitzen bis nahe 80 mA ansteigen. Daher empfiehlt sich die Verwendung nicht zu kleiner Batterien, zweckmäßig sind normale Monozellen.

Um Verkopplungen durch die bei Aussteuerung schwankende Batteriespannung zu vermeiden, ist die Batterie mit einem 100-µF-Elko gepuffert und die Betriebsspannung der Vorstufen über 300 Ω und 32 µF (Mindestwert!) nochmals gesiebt. Der Ausgangstrafo AT wird ebenfalls auf einen Kern M 42/15 Dyn. Bl. IV, wechselseitig ohne Spalt geschichtet, gewickelt. Wicklung I und II erhalten je 150 Windungen 0,35 CuL, sie werden bifilar gewickelt. Wicklung III hat 70 Wdg., 0,45 CuL für einen 6-Ω-Lautsprecher und wird zuletzt aufgebracht.

Am Ausgang (Wicklung III von AT) zweigt die frequenzabhängige Gegenkopplung ab, die eine gewisse Höhenkorrektur bewirkt. Der Frequenzgang des Verstärkers kann durch Ändern von C_1, die Stärke der Gegenkopplung durch Ändern von R_3 beeinflußt werden. Beide Werte beeinflussen einander und sind daher, wenn nötig, wechselseitig abzugleichen. Zu beachten ist die richtige Polung der Wicklung III. Bei probeweiser Unterbrechung der Gegenkopplungsleitung muß die Lautstärke des Verstärkers etwas ansteigen. Sinkt sie, oder setzt bei Anschluß der Gegenkopplung gar Selbsterregung (Pfeifen oder eventuell auch nur hohe Stromaufnahme der Endstufe, falls die selbsterregte Schwingung über dem Hörbereich liegt) ein, so ist die Wicklung III des Trafos AT umzupolen.

Der Schaltung wurde eine einfache aber nicht notwendige Tonblende zur Höhendämpfung beigegeben. P_2 ist der Klangregler. Der ungewohnte Wert für P_2 und seinem Serienkondensator 30 Ω und 50 µF) ergibt sich dabei aus dem niederohmigen Ausgangswiderstand. Der 50-µF-Kondensator kann nach Bedarf auch kleiner (4 bis 10 µF) dimensioniert werden.

Bei Transistoren dieser Leistungsklasse ist dem Kühlproblem etwas Aufmerksamkeit zu schenken. Der OC 821 wird mit einer kleinen Kühlschelle geliefert, mit der die Befestigung auf der Kühlfläche erfolgt. Auf ein Aluminiumblech von 4×4 cm (1 mm dick) werden beide Transistoren OC 821 montiert, so daß ein guter Wärmeübergang gesichtert ist. Auch der Heißleiter HLS 125 findet auf diesem Kühlblech seinen Platz. Er wird am einfachsten unter Zwischenlage eines dünnen Glimmerblättchens mit etwas Duosan auf das Blech aufgeleimt. Eine elegante Lösung bietet sich auch in der Benutzung des Trafokernes von AT als Kühlfläche. Die Transistorschellen werden dann einfach unter die Befestigungsbolzen des Kernpaketes geschraubt. Um diesen Verstärker leistungsmäßig und klanglich voll auszunutzen, sei von der Verwendung extrem kleiner Lautsprecher abgeraten. Zweckmäßig wird ein normales 3-W-Chassis (Breitbandlautsprecher, wenigstens 100 ∅) benutzt. Günstig sind Ovallautsprecher. Der komplette Verstärker einschließlich Trafos und Batterien kann dann eng um den Lautsprechermagneten herumgebaut werden, so daß der komplette Verstärker nicht mehr Platz benötigt als der Lautsprecher selbst und mit diesem eine Einheit bildet. Für hohe Ansprüche an Rauschfreiheit kann es u. U. bereits günstig sein, bei T_1 einen Transistor OC 812 einzusetzen, notwendig ist das jedoch nicht unbedingt.

3.2 Hochwertiger Gegentaktverstärker mit zwei OC 821 oder zwei OC 831

Dieser in Bild 11 gezeigte Verstärker ähnelt dem unter 3.1 beschriebenen. Hier wurde bei Entwurf und Erprobung besonders auf einen optimalen Kompromiß zwischen Empfindlichkeit, Klirrfaktor und maximalem Leistungsgewinn geachtet. Die erreichbare Übertragungsqualität hängt dabei maßgeblich von der sorgfältigen Ausführung der Übertrager ab. Dieser Verstärker bringt bei 9 V Batteriespannung und einem Ruhestromverbrauch von nur 5 bis 6 mA, eine Aus-

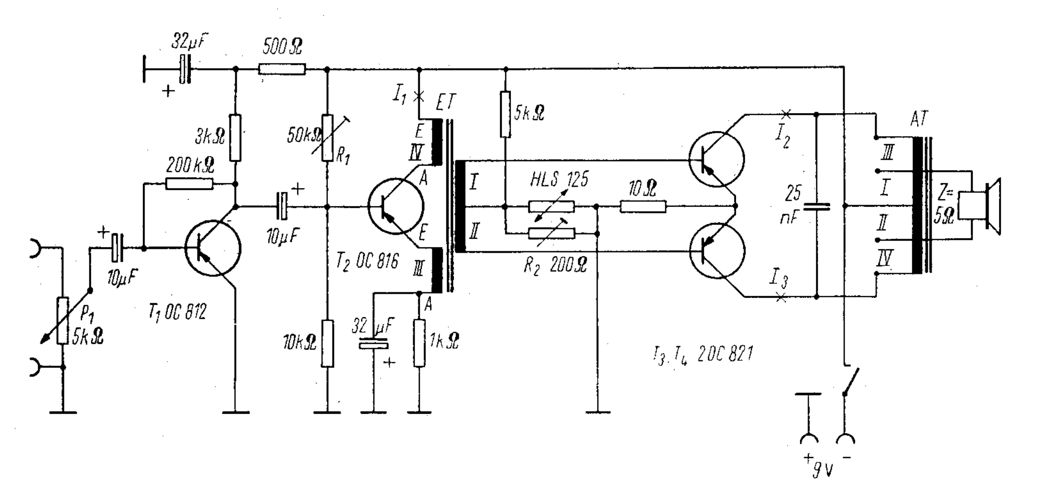


Bild 11. Hochwertiger NF-Gegentakt-Verstärker

gangsleistung von etwa 0,5 W auf, wobei der Klirrfaktor bei Vollaussteuerung noch unter 10 Prozent bleibt und bereits bei halber Vollaussteuerung (250 mW) unter 2 Prozent absinkt. Dabei ist zu berücksichtigen, daß die Vollaussteuerung nur bei größter Lautstärke kurzzeitig erreicht wird. Der Frequenzgang ist bei guten Übertragern von 50 Hz bis 15 kHz mit etwa ±2 dB linear. Damit ist dieser Verstärker qualitativ einem guten Röhrengerät vergleichbarer Leistung ebenbürtig bzw. hinsichtlich Stromverbrauch und Fremdspannungsabstand (kein Netzbrumm!) weit überlegen. Durch Verwendung der 1-W-Transistoren vom Typ OC 831 kann die Ausgangsleistung (Nutzleistung) auf 2 W gesteigert werden. Die hierfür notwendigen Dimensionierungsänderungen nach Bild 11 werden abschließend genannt.

Die Eingangsstufe des Verstärkers entspricht der in Bild 10. Auch die Schaltung der Endstufe ab Treibertrafo ET gleicht bis auf die abweichende Dimensionierung Bild 10. Der Arbeitspunkt der Endstufe (Kollektorströme I_2, I_3, Sollwert je 2 mA ohne NF-Ansteuerung) wird mit R_2 eingestellt. Als Temperaturkompensation findet wiederum der HLS 125 Verwendung.

Ein wesentlicher Unterschied besteht gegenüber Bild 10 in der Schaltung der Treiberstufe (nach einem Siemensvorschlag), die eine funktionsmäßige Zwischenstellung zwischen Emitter- und Kollektorschaltung für T_2 darstellt. Bei üblichen Treiberstufen liegen die günstigsten Einstellungen für optimale Anpassung und voller Leistungsausnutzung relativ weit auseinander, so daß bei der Dimensionierung Kompromisse geschlossen werden müssen. Die angewendete Schaltung erlaubt eine nahezu optimale Einstellung beider Eigenschaften und gestattet außerdem, mit relativ sehr geringem Ruhestrom zu arbeiten. Dieser wird bei I_1 gemessen und mit R_1 auf etwa 1,5 mA eingestellt. Neben einem sehr sparsamen Stromverbrauch und einer nahezu optimalen Leistungsausbeute der Treiberstufe ergibt sich bei Vollaussteuerung eine gewisse Eigenkompensation der im Treiber entstehenden Verzerrungen und

damit ein geringer Klirrfaktor. Statisch ist der Treiber durch die übliche Emitter-RC-Kombination stabilisiert (1 kΩ/32 μF). Der Treibertrafo ET wird auf einen Kern M 30/7, Dyn. Bl. IV/35, wechselseitig ohne Luftspalt geschichtet und wie folgt gewickelt: Wicklung I und II zuunterst, bifilar je 650 Wdg. 0,14 CuL; Wicklung III: 60 Wdg., 0,14 CuL; zuletzt Wicklung IV: 2000 Wdg., 0,12 CuL. Der Ausgangsübertrager AT wird auf demselben Kernmaterial und Paketaufbau wie der Trafo ET gewickelt: Zuunterst Wicklung I und II bifilar je 50 Wdg., 0,45 CuL, darüber Wicklung III und IV bifilar je 270 Wdg., 0,35 CuL. Die bifilare Wicklung ist hier aus Symmetriegründen unbedingt erforderlich. Die Impedanz von Kollektor zu Kollektor beträgt 200 Ω, der Ausgangsübertrager ist als Autotransformator geschaltet und mit den angegebenen Wickeldaten für einen 5-Ω-Lautsprecher bestimmt. Ein weiterer beachtlicher Leistungsgewinn kann erreicht werden, wenn ein Lautsprecher mit geeignetem Impedanzwert um 200 Ω verfügbar ist, der dann direkt zwischen beiden Kollektoren angeschlossen wird. Der Trafo AT wirkt dann nur als Ausgangsdrossel. In Frage kommen hier Lautsprecher für sogenannte „eisenlose Endstufen“, wie z. B. im Rundfunkgerät „Erfurt IV“.

Bei Verwendung der Transistoren OC 831 wird als Treiber-Transistor T_2 ein OC 821 benötigt. Der Emitterwiderstand für T_2 wird dann von 1 kΩ auf 700 Ω verringert, der mit R_1 einzustellende Ruhestrom I_1 beträgt jetzt etwa 3 mA. Die Daten für den Trafo ET ändern sich bei gleichem Kernaufbau wie folgt: Wicklung I und II bifilar je 250 Wdg., 0,2 CuL; Wicklung III: 90 Wdg., 0,14 CuL; Wicklung IV (zuletzt): 1100 Wdg., 0,12 CuL. Der Ausgangstrafo AT benutzt jetzt einen Kern M 42/15 Dyn. IV wechselseitig geschichtet und erhält für Wicklung I und II: je 40 Wdg., 0,6 CuL bifilar; Wicklung III und IV; je 90 Wdg., 0,45 CuL bifilar. Der Lautsprecherwiderstand ist wiederum 5 Ω, der Anpaßwiderstand Kollektor/Kollektor liegt bei 70 Ω. In der Endstufe wird der 5-kΩ-Basisteilerwiderstand auf 1,5 kΩ verringert, R_2 beträgt 100 Ω, als

Heißleiter werden zwei Stück HLS 125 parallelgeschaltet. Der 10-Ω-Widerstand in der gemeinsamen Emitterleitung der Endtransistoren entfällt, die Emitter kommen direkt an Masse. Der 25-nF-Parallelkondensator zum Trafo wird auf 10 nF verringert oder kann ganz entfallen. Die Ruheströme I_2, I_3 der Endstufe werden mit R_2 auf je 10 mA eingestellt. Damit sind die bei Verwendung des leistungsstärkeren Transistors OC 831 vorzunehmenden Änderungen genannt.
Für den Aufbau des Verstärkers nach Bild 11 gilt sinngemäß das unter 3.1 Gesagte.

3.3 Zweistufiger Vorverstärker in einer Streichholzschachtel

Daß sich mit der modernen Transistor- und Bauelemententechnik auch für den Bastler neue Möglichkeiten in der Kleinstbauweise ergeben, soll der nachfolgende zweistufige Vorverstärker zeigen, der komplett einschließlich Batterie und zwei Übertragern in einer Streichholzschachtel Platz fand. Er ist ein typisches Beispiel dafür, wie weit sich die Verkleinerung herhömmlicher Geräte auch mit amateurmäßigen Mitteln und ohne besondere teure Spezialteile treiben läßt, ohne daß dies zu einer Leistungseinbuße oder Qualitätsminderung führt. Der Verstärker kann als Mikrophon-

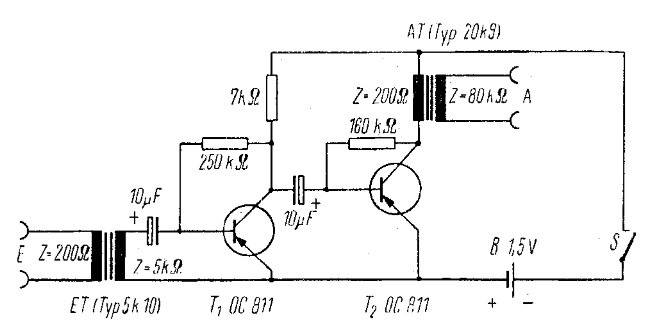


Bild 12. Schaltung des Verstärkers in der Streichholzschachtel

vorverstärker für niederohmige Mikrophone (Tauchspulmikrophon!) magnetische Tonabnehmer, Fernsprechanlagen und alle ähnlichen in der Amateurpraxis vorkommenden Fälle verwendet werden, wo es sich um die Spannungsverstärkung niederohmiger NF-Quellen handelt. Für Demonstrationszwecke kann als niederohmiges Mikrophon sehr gut ein kleiner permanent-dynamischer Lautsprecher verwendet werden. Es sei betont, daß dieser Verstärker kein Demonstrationsobjekt ist — abgesehen von dem hier gewählten „Gehäuse" —, sondern auch hohen Ansprüchen genügt. Bild 12 zeigt die Schaltung des Gerätes, die hier angesichts der kleinen NF-Spannung sehr einfach gehalten werden konnte, Bild 13 das betriebsbereite Gerät im halbgeöffneten „Gehäuse", Bild 14 zeigt den Innenaufbau.



Bild 13. Ansicht des kompletten NF-Verstärkers im „Gehäuse"

Das Gerät ergibt eine 800fache Spannungsverstärkung und entspricht damit den üblichen Mikrophonverstärkern. Sein Frequenzgang (50 bis 15 000 Hz) ist ebenfalls mit einem guten röhrenbestückten Vorverstärker zu vergleichen. Da sich wegen der hier verwendeten

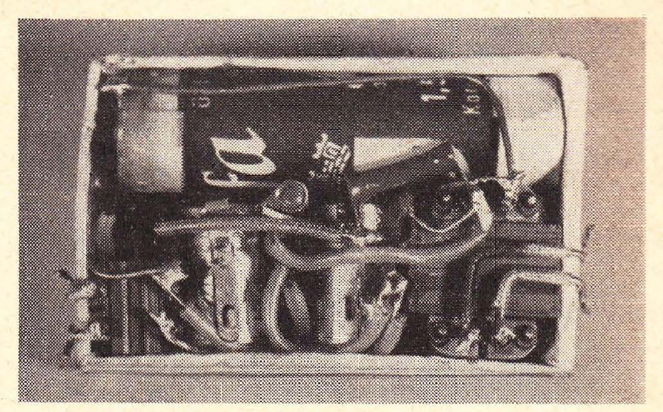


Bild 14. Innenaufbau des NF-Vorverstärkers

Transformatoranpassung ein sehr geringes Rauschen ergibt, und andere Einflüsse, wie Netzbrumm usw. fortfallen, ist der Fremdspannungsabstand ebenfalls demjenigen guter Vorverstärker der Röhrentechnik mindestens gleichwertig bzw. kann sogar durch Verwendung eines rauscharmen OC 812 oder OC 814 als T_1 noch bedeutend besser gehalten werden. Zum Betrieb genügt bereits eine 1,5-V-Gnomzelle (Belfa Nr. 201). Sie füllt den hier gegebenen Raum bereits zur Hälfte aus. Der eigentliche Verstärker beansprucht ein Volumen von noch nicht einmal 5 cm³. Es sei erwähnt, daß sich in demselben Raum durch weitere Schaltungsvereinfachung (der Elko der ersten Stufe kann grundsätzlich entfallen, die Sekundärwicklung des Eingangsübertragers stellt dann gleichzeitig den Basisteilerwiderstand dar), die allerdings dann zugunsten der Übertragungsqualität gehen würde, auch ein dreistufiger Verstärker unterbringen ließe.
Die Widerstände sind 1/10-W-Widerstände (noch günstiger sind 1/20-W-Widerstände), die Elkos Miniaturausführungen 10 μF/12 V des VEB Tonmechanik Berlin-Weißensee, wie sie im Handel erhältlich sind. Besonders interessant sind die Übertrager (Fertigung VEB Funk-

werk Leipzig), die für Transistorgeräte gut geeignet sind. Alle Übertrager dieser Typenreihe haben einerseits 200 Ω Impedanz, die Impedanz der zweiten Wicklung richtet sich nach dem Übersetzungsverhältnis (1:3 bis 1:20) und liegt zwischen 5 Ω und 80 kΩ. Für den Eingangsübertrager wird hier der Typ 5 K 10 benutzt (primär 200 Ω, sekundär 5 kΩ, 1:5), der den Eingangswiderstand des Verstärkers von 200 Ω auf den für den Transistoreingang günstigsten Wert von 5 kΩ übersetzt, was außerdem einen zusätzlichen Spannungsgewinn bringt. Der Ausgangsübertrager transformiert den Transistor-Außenwiderstand (200 Ω) auf 80 kΩ hinauf (Ü = 1:20), was gleichzeitig eine weitere Spannungsverstärkung ergibt. Beide Übertrager zusammen ergeben dadurch bereits eine zusätzliche Verstärkung um (theoretisch) den Faktor 100. Der eingangs genannte Verstärkungsfaktor von 800 für das komplette Gerät ist daher eher zu niedrig gegriffen und stellt den praktisch ermittelten Mindestwert mit Transistoren niedriger Stromverstärkung (rot) dar. Er kann ohne Schwierigkeiten bis etwa 2000 erhöht werden.

Der Ausgang des Gerätes ist hochohmig (Eingangswiderstand des nachfolgenden Verbrauchers bzw. Hauptverstärkers mindestens 100 kΩ) und für den Anschluß z. B. von Rundfunkgeräten-NF-Teilen, Röhrenverstärkern o. ä. bestimmt. Transistorverstärker können nachgeschaltet werden, wenn entweder deren Eingang einen für den Trafo AT entsprechenden Eingangsübertrager (Type 20 K 9) erhält, der für die Abwärtstransformation und Anpassung sorgt, oder wenn in Bild 12 der Trafo AT entfällt und durch einen Kollektorwiderstand von etwa 200 bis 500 Ω ersetzt wird. Die NF wird dann am Kollektor von T_2 über einen weiteren 10-μF-Elko (statt des jetzigen Trafos AT) ausgekoppelt. An Stelle des Übertrager Typ 20 K 9 kann für AT auch der Typ 15 K 8 (1:15, Z = 40 kΩ) benutzt werden. Bild 15 zeigt die verwendeten Einzelteile mit einem 2-Mark-Stück zum Größenvergleich. Der 5 K 10 wiegt knapp 4,5 Gramm. Der Hersteller gibt für diese Übertrager einen Frequenzbereich von 40 Hz

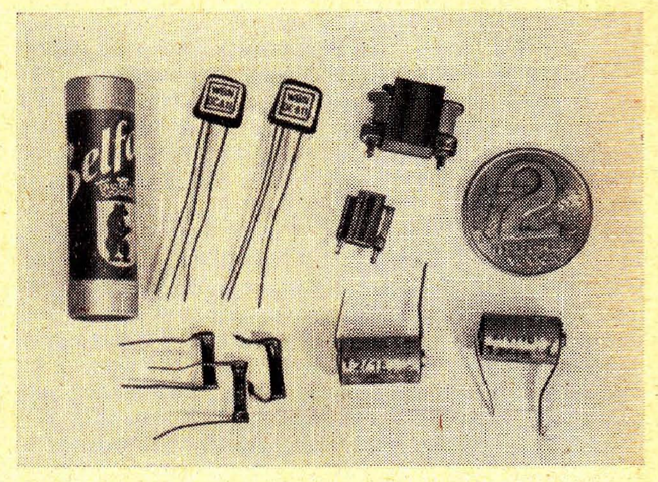


Bild 15. Einzelteile zum Gerät nach den Bildern 12 bis 14

bis 20 kHz an. Der Ausgang ist noch genügend niederohmig, um relativ lange Verbindungskabel, notfalls ungeschirmt, benutzen zu können. Das gilt ebenfalls für die Eingangsleitung, wobei noch hinzukommt, daß Ein- und Ausgang durch die Übertrager galvanisch getrennt sind, die Quelle also erdungsfrei und die Zuleitung nahezu symmetrisch gehalten wird.
Der Aufbau erfolgt ohne besondere Befestigung der Teile durch Einlegen in die Schachtel und starre Verdrahtung. Beim Mustergerät wurde dabei nur an zwei Stellen Schaltdraht benötigt, insgesamt knapp 5 cm. Eingang und Ausgang werden mit kurzen Drahtstückchen herausgeführt, die zu kleinen Steckösen gebogen werden (für Buchsenanschlüsse ist selbstverständlich kein Platz), sofern man das Gerät nicht gleich mit festmontierten Zuleitungen versehen will. Die Stromzuführung bereitet keine Schwierigkeiten. Der in Bild 12 gezeichnete Schalter ist nicht unbedingt erforderlich. Angesichts des geringen Stromverbrauchs kann die Batterie fest eingelötet werden. Werden jedoch an den

Stirnseiten der Schachteln beiderseits der Anlageflächen der Batterie kleine Metallplättchen als Gegenkontakte eingeklebt, so ist es möglich, die Batterie bei Nichtgebrauch aus dem Gerät herauszunehmen. In diesem Fall wird man die Übertrager mit einem Tropfen Duosan am Boden festlegen, damit der Verstärker auch bei entfernter Batterie Halt hat. Das Gerät nimmt bei einer Spannung von 1,5 V nur knapp 1 mA auf, das entspricht einer Leistungsaufnahme von noch nicht einmal 1,5 Milliwatt. Hier wird der Vergleich mit Röhrengeräten besonders deutlich. Die Batterie ergibt im Dauerbetrieb dann wenigstens 500 bis 600 Betriebsstunden und kann daher auch fest eingelötet werden. Bei herausnehmbarer Batterie liegen die Kosten pro Betriebsstunde unter 1/20 Pfennig.

Es ist auch möglich, das ganze Gehäuse nach Fertigstellung mit flüssigem Wachs (nicht unnötig überhitzen) vorsichtig auszugießen. Das Gerät wird dann so stabil, daß es auch kräftige Stöße und Erschütterungen ohne weiteres verträgt. Das Mustergerät wurde versuchsweise in dieser Weise präpariert und dann mehrmals nacheinander aus dem zweiten Stockwerk eines Wohnhauses aufs Straßenpflaster geworfen. Dabei zersplitterte die Schachtelhülse, die durch ihre Elastizität den Aufprall weitgehend gemindert hatte, und etwas Wachs bröckelte heraus. Sonst überstand das Gerät die Prüfung ohne Funktionsstörung. Dieses Beispiel mag zeigen, daß die Herstellung von robusten Miniatur-Bausteinen auch dem Amateur mit einfachen Mitteln möglich ist.

Da der Aufbau des Gerätes unkritisch ist und keinerlei besondere Voraussetzungen erfordert, kann es auch zum Einarbeiten für den Amateur, der sich noch nicht mit der Transistortechnik und Miniaturbauweise beschäftigt hat, sehr gut benutzt werden. Der Kostenaufwand liegt wegen der verhältnismäßig teuren Übertrager bei etwa 50,— DM. Das Gerät hält aber auch jedem Vergleich mit üblichen Mikrophonverstärkern stand und ist, verglichen mit seiner Leistungsfähigkeit, sehr preiswert. Es wurde deshalb so ausführlich be-

handelt, da es alle für die Transistorbauweise typischen Merkmale in sich vereint.

3.4 Transistoren als Impedanzwandler

In der Praxis stört bei Transistorverstärkern häufig ihr relativ niederohmiger Eingang. Besonders erschwerend wirkt sich das beim Anschluß von hochohmigen Quellen (Kristallmikrophone, Kristalltonabnehmer) aus, die vom Amateur wegen ihres günstigen Preises gern benutzt werden. Eine transformatorische Anpassung ist aus verschiedenen Gründen kaum durchführbar, da auch hochohmige Übertrager (z. B. der 20 K 9 des VEB Funkwerk Leipzig) kaum über 100 kΩ Anschlußwert aufweisen und außerdem die Abwärtstransformation einen Spannungsverlust mit sich bringt, abgesehen von weiteren Schwierigkeiten, wie Brummgefahr bei Übertragern, Möglichkeit von Eigenresonanzen usw. Provisorisch kann das Prinzip der Stromeinspeisung benutzt werden, indem die Quelle über einen hochohmigen Vorwiderstand an den Eingang des Verstärkers angeschlossen wird, was jedoch meist untragbare Spannungsverluste einbringt (Spannungsteilung!). In derartigen Fällen kann mit Vorteil ein Transistor als Impedanzwandler benutzt werden. Hierfür ist die Kollektorschaltung geeignet, die in ihrer Wirkung etwa mit der Anodenbasisschaltung (Katodenausgang) aus der Röhrentechnik vergleichbar ist. Ein Transistor in Kollektorschaltung weist also einen relativ hohen Eingangswiderstand (praktisch sind Werte bis um 1 MΩ erreichbar) und einen geringen Ausgangswiderstand (einige 10 kΩ) auf. Die Spannungsverstärkung ist dabei angenähert = 1, diese Stufe bringt also zwar theoretisch eine Leistungsverstärkung, jedoch keine Spannungsverstärkung, auf die es hier ankommen würde. Immerhin ist diese Schaltung damit bereits vorteilhafter als ein Übertrager, der Spannungsverlust einbringt und außerdem meist preisgünstiger. Der erreichbare Maximalwert des Eingangswiderstandes steht jedoch im unmittelbaren Zusammenhang mit dem Stromverstärkungsfaktor des Transistors und steigt mit

diesem. Für Werte oberhalb etwa 500 kΩ sind bereits hohe Stromverstärkungsfaktoren erforderlich. Grundsätzlich ist also nur ein Transistor mit höchstmöglicher Stromverstärkung brauchbar. Beim Anschluß hochohmiger Quellen komplexen Innenwiderstandes (Kristallmikrophone und -tonabnehmer) kann sich ein zu geringer Stromverstärkungsfaktor und damit Eingangswiderstand des Impedanzwandler-Transistors frequenzabhängig bemerkbar machen (Baßverluste!), was aber auch absichtlich ausgenutzt werden kann, z. B. bei bestimmten Mikrophonen für Sprachübertragung. Außerdem muß es ein rauscharmer Transistor sein, insbesondere wenn die Quellenspannung in der Größenordnung nur weniger Millivolt (Mikrophone) liegt, da das Rauschen der Impedanzwandlerstufe — die Kollektorschaltung verhält sich rauschmäßig nicht sehr günstig — voll in die nachfolgende Verstärkung eingeht. Es kommen also zumindest für Mikrophone nur Transistoren OC 812, besser noch OC 814, mit hoher Stromverstärkung (grün, besser weiß) in Frage, die bei hohen Ansprüchen sogar möglichst auf geringes Rauschen ausgesucht werden sollen.

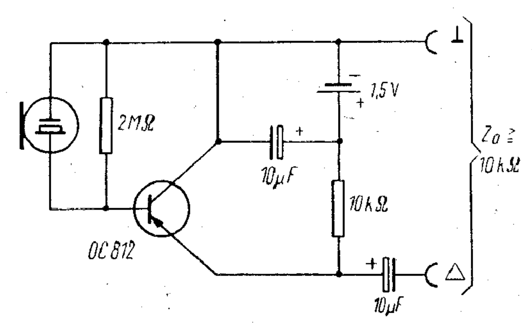


Bild 16. Schaltung des ausgeführten Impedanzwandlers

Bild 16 zeigt die Schaltung einer Impedanzwandlerstufe für den Anschluß eines Kristallmikrophones (oder Kristalltonabnehmers). Der Kollektor liegt also direkt am Minuspol der Stromquelle, der Arbeitswiderstand

von etwa 10 kΩ (Mittelwert, je nach Transistorexemplar günstigsten Wert erproben) liegt im Emitterkreis, von dem die NF ausgekoppelt wird. Die Betriebsspannung wird im allgemeinen niedrig (1,5 bis 2 V) gewählt, weil höhere Spannungen lediglich eine Erhöhung des Rauschens mit sich bringen. Die Basis erhält über 2 MΩ eine geringe Vorspannung. Ob die Quelle zwischen Basis und Minusleitung oder Basis und Plusleitung angeschlossen wird, ist gleichgültig. Die Schaltung nach Bild 16 verbraucht nur etwa 0,15 mA Batteriestrom, so daß die Batterie in jedem Falle fest eingelötet wird. Bei derartig geringer Stromentnahme wird die Lebensdauer der Batterie ausschließlich von ihrer Lagerfähigkeit bestimmt, die aber durch eine minimale Dauer-Stromentnahme verlängert werden kann! Daher wäre ein Abschalten der Batterie in diesem Falle sogar nachteilig. Die Schaltung nach Bild 16 kann unmittelbar mit dem Mikrophon zusammengebaut werden, wobei Transistor und 2-MΩ-Widerstand direkt mit der Kristallkapsel in deren Gehäuse angeordnet werden, so daß jede längere Leitungsführung der wie üblich brummkritischen „heißen" Basiszuleitung wegfällt. Batterie und beide Elkos können im Mikrophonfuß oder Handgriff untergebracht werden. Die Elkos sind nicht von prinzipieller Bedeutung. Der Parallelelko zur Batterie erlaubt eine bedeutend weitergehende Ausnutzung der Batterie auch bei allmählich steigendem Innenwiderstand, da die Schaltung noch bis fast 0,5 V herab funktionsfähig ist. Der Auskoppelelko ist wie üblich zur Verriegelung der Batteriegleichspannung nötig. Als Batterie empfiehlt sich hier wiederum besonders die Belfa-Gnomzelle oder auch ein Element aus einer 3-V-Stabbatterie. Die abgehende Leitung kann, wenn der nachfolgende Verstärker z. B. ein Transistorverstärker mit entsprechend niedrigem Eingangswiderstand ist, über einige Meter unabgeschirmt verlaufen (Abschirmkabel ist vorzuziehen). Bei Verstärkereingängen, deren Impedanz wesentlich unter 10 kΩ liegt, wird in Reihe mit dem Eingang noch ein 10-kΩ-Widerstand gelegt, um Anpaß-

fehler, die sich über den Wandlertransistor bis zum Eingangswiderstand des Wandlers auswirken, zu vermeiden. Die hier gezeigte Schaltung ist sinngemäß für alle ähnlichen Aufgabenstellungen (z. B. Übergang von einer Röhrenverstärkerstufe auf eine Transistorstufe u. ä.) verwendbar, sofern die Eingangsspannung nicht die Größenordnung von etwa 100 bis 300 mV überschreitet.

3.5 Transistor-Mikrophon

Die Kombination der eben gezeigten Impedanzwandlerstufe mit einem NF-Verstärker ähnlich Bild 12 und einem Kristallmikrophon erlaubt — als praktisches Beispiel der Anwendung einer Impedanzwandlerstufe — eine sehr günstige Kombination von Mikrophon und dem dazu stets erforderlichen Vorverstärker. Bild 17 zeigt die Schaltung, Bild 18 das Aussehen eines solchen Mikrophones. Es wurde hier als Gehäuse ein Rundfunk-Bandfilter-Spulenbecher benutzt, über dessen Öffnung die Mikrophonkapsel Type FWL 7050 U 2 (VEB Funkwerk Leipzig) mit ihrem zugehörigen Gummi-Haltering gezogen ist. Das Gehäuse wurde — um Erdschleifenbrumm bei Handberührung zu vermeiden — mit Lenkerband umkleidet und rückwärts durch einen Deckel verschlossen, der zentrisch eine kleine Koaxial-Schaltbuchse (Mikrophonbuchse mit Stößel, der beim Eindrücken des Steckers einen kleinen selbst angesetzten Federkontakt schließt) enthält. Das Gerät wird also beim Anstecken des Kabels über den Buchsenkontakt (S in Bild 17) automatisch eingeschaltet. In dem kleinen Handmikrophon (Bild 18) ist die gesamte Schaltung nach Bild 17 untergebracht. Dieses Mikrofon gibt daher bei normalem Sprechabstand bereits 50 bis 100 mV auf einer symmetrischen 200-Ω-Leitung ab. Es kann daher ohne weiteres über eine, mehrere 100 m lange unabgeschirmte (!) Leitung mit dem nachfolgenden Verstärker verbunden werden, was für den praktischen Einsatz von unschätzbarem Vorteil ist.

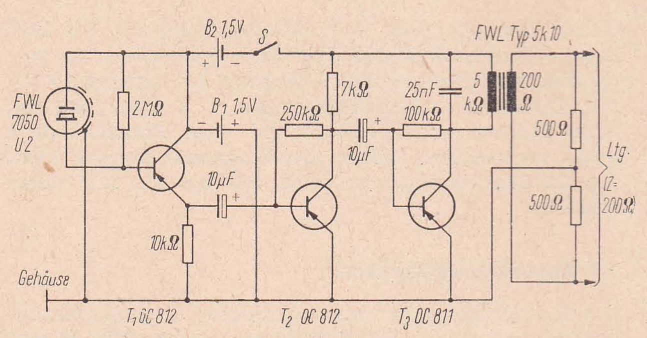


Bild 17. Schaltung des Transistor-Mikrophons

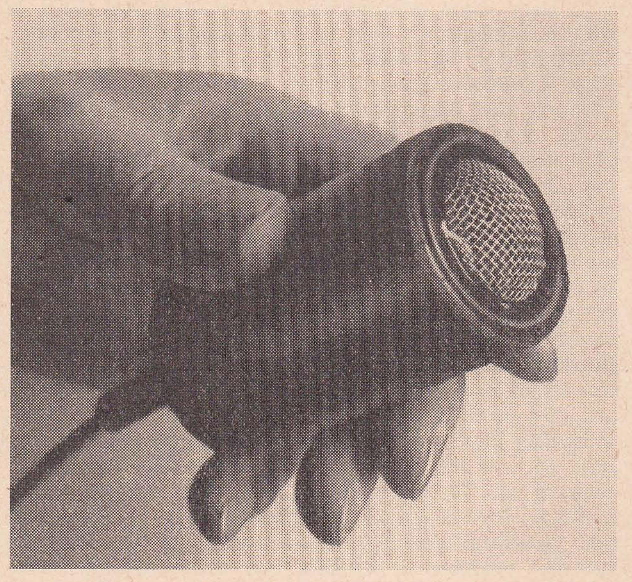


Bild 18. Mustergerät zur Schaltung nach Bild 17

Die Schaltung enthält keine Besonderheiten. T_1 ist der Impedanzwandler, T_2 und T_3 der nachfolgende zweistufige NF-Verstärker. Als Ausgangsübertrager wird wieder ein Kleinstübertrager Typ 5 K 10 (VEB Funkwerk Leipzig, s. 3.3) benutzt. Der Ausgang ist 200 Ω symmetrisch, über die beiden 500-Ω-Symmetrierwiderstände erhält der Vorverstärker vom Hauptverstärker ein definiertes Massepotential, um Brummeinstreuung über das Gehäuse (Handkapazität) zu vermeiden. Es erweist sich als vorteilhaft, den Verstärker mit 3 V zu betreiben. Damit durch diese erhöhte Betriebsspannung aber nicht ein stärkeres Rauschen der Wandlerstufe entsteht, wird die Batterie wiederum aus zwei 1,5-V-Gnomzellen zusammengesetzt, wobei T_1 nur von Batterie B_1, T_2 und T_3 von den in Serie liegenden Batterien B_1 und B_2 gespeist werden. Schalter S schaltet dabei nur B_2 bzw. T_2, T_3 ab. Die Abschaltung von B_1 bzw. T_1 ist aus den unter 3.4 genannten Gründen nicht erforderlich. Parallel zur Primärwicklung des Ausgangsübertragers liegt ein 25-nF-Scheibenkondensator, der eventuelle Schwingneigung im Ultraschallbereich verhindert.

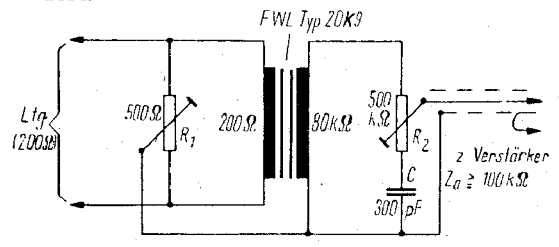


Bild 19. Schaltung des Anpaßgliedes zum Transistor-Mikrophon

Bild 19 zeigt ein Anpaßglied, mit dessen Hilfe das Transistormikrophon sehr vorteilhaft an einen üblichen röhrenbestückten Verstärker (Kraftverstärker, Tonabnehmeranschluß eines Rundfunkgerätes, Tonbandgerät-Eingang usw.) angeschlossen werden kann. Es wird dort ein Anpaßübertrager Typ 20 K 9 (auch der Trafo 15 K 8 ist brauchbar) des VEB Funkwerk Leipzig

benutzt. Die Leitungsimpedanz von 200 Ω wird auf 80 kΩ herauftransformiert, wobei sich durch das Übersetzungsverhältnis 1 : 20 ein weiterer Spannungsgewinn ergibt, so daß jetzt am Eingang des Verstärkers bei normaler Besprechung des Mikrophons bereits NF von reichlich 1 V zur Verfügung steht! Mit dem Kleinstpotentiometer R_1 (500 Ω) wird die genaue Leitungssymmetrie (Brumminimum) eingestellt, über R_1 bekommt das Mikrophon Masseverbindung vom Verstärker. R_2 und C bilden ein Klangkorrekturglied, das aber auch entfallen kann. Das gesamte Anpaßglied nach Bild 19 kann bei Verwendung der 0,1-W-Kleinstpotentiometer des VEB Elrado Dorfhain bequem in einer Plexiglas-Kleinbildfilmdose untergebracht werden. Besser ist jedoch, es in eine Blechbüchse einzubauen, die aus Gründen der Abschirmung mit der Masseleitung verbunden und außen mit Lenkerband isoliert wird (z. B. Farbfilmbüchse), und dann als „Schnurübertrager" frei zwischen Mikrophonkabel und Verstärkerzuleitung hängt. Letztere soll abgeschirmt und $\leqq$ 10 m sein.

Das Transistormikrophon (nach Bild 18) enthält in seiner unteren Hälfte längs nebeneinander die Batterien, über diesen ist eine Pertinaxplatte befestigt, die den Innenraum in zwei Halbzylinder teilt und die gesamte Verdrahtung trägt. Nach Abnehmen der Mikrophonkapsel kann diese Platine mit der hinteren Bodenplatte und den an ihr hängenden Batterien nach hinten herausgezogen werden. Da außer dem höchstens jährlich einmal notwendigen Batteriewechsel (!) mit keinem Eingriff zu rechnen ist, wird die Verschlußplatte durch einfaches Zubördeln der Mikrophonhülse gehalten. Dieses kleine Handmikrophon ist wegen seiner anspruchslosen Leitungsführung besonders als Reportagemikrophon und für alle „fliegenden" Einsätze mit längerer Mikrophonleitung hervorragend geeignet. Als Transistoren sind jedoch Exemplare mit möglichst hoher Stromverstärkung zu wählen. Insbesondere gilt hier für T_1 das unter 3.4 Gesagte.

3.6 Transistor-Wechselsprechanlagen

Die Vorteile von Wechselsprechanlagen als schnelles und bequemes Verständigungsmittel zwischen zwei räumlich getrennten Partnern ist bekannt. Der Einsatz solcher Anlagen scheiterte aber bei herkömmlichen Geräten mit Röhrenverstärkern vielfach am Aufwand sowie an einigen praktischen Nachteilen (meist keine ständige Betriebsbereitschaft, Wartezeit nach dem Einschalten usw., auch Netzgebundenheit, Störanfälligkeit usw.). Hier besteht für den Transistor-NF-Verstärker ein sehr günstiges Einsatzgebiet, das bedeutend vorteilhaftere und sowohl betrieblich als auch preislich annehmbarere Lösungen ermöglicht als die herkömmliche Schaltungstechnik. Nachfolgend werden zwei Wechselsprechanlagen verschiedenen Aufwands beschrieben, mit denen alle vorkommenden Aufgaben zu lösen sind. Vorteilhaft sind dabei die Unabhängigkeit vom Netz, die diese Anlagen auch für fliegenden Einsatz brauchbar machen, und die Tatsache, daß als Verbindungsleitung normales zweiadriges ungeschirmtes Kabel genügt, das Leitungsnetz daher billig wird.

3.61 Einfache Transistor-Wechselsprechanlage als Handgerät

Die beschriebene Anlage ist eine Kommandoanlage zur Sprechverständigung zwischen zwei oder mehreren (bis fünf) untereinander gleichrangigen Sprechstellen. Bild 20 zeigt die Schaltung. Alle Sprechstellen sind gleichartig geschaltet und über die Leitung L untereinander verbunden, (bei mehr als zwei Sprechstellen im Parallelbetrieb). Wegen des geringen Aufwands werden als Sprech-Hörorgane kleine normale 70-Ω-Posthörkapseln benutzt, die auch als Mikrophon ausreichen. Als Batterie werden zwei 2-V-Trockenakkus benutzt. Mit Schalter S wird das Gerät eingeschaltet. Bei abgeschaltetem Gerät ist also kein Anruf möglich. Dieser Nachteil stört bei dieser Kleinanlage wenig, weil stets zu feststehender Zeit auf Vereinbarung gesprochen wird. Normalerweise — bei nicht gedrückter Taste T, die der Sprechrichtungsumschaltung dient — liegt die

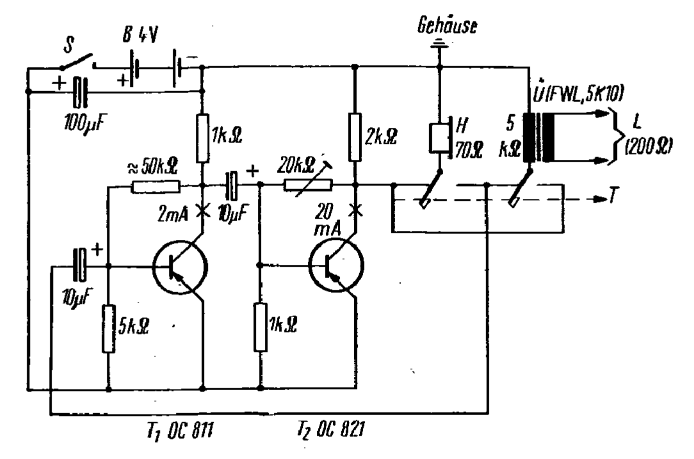


Bild 20. Schaltung einer einfachen Wechselsprechanlage. Alle Stationen sind gleichartig aufgebaut

Leitung über dem Kleinstübertrager Ü (VEB Funkwerk Leipzig, Type 5 K 10, s. 3.3) am Eingang des zweistufigen Transistorverstärkers, dessen Schaltung keine Besonderheiten aufweist. Der Kollektorstrom der ersten Stufe wird mit dem Basiswiderstand (etwa 50 kΩ) auf 2 mA eingestellt. Die Endstufe mit T_2 (OC 821) arbeitet im Eintakt-A-Betrieb und gibt hierbei eine für die Hörkapsel ausreichende Endleistung von etwa 35 mW ab. Ihr Kollektorstrom wird mit dem 20-kΩ-Regler (kann auch als Festwiderstand nach Versuch eingesetzt werden) auf 20 mA eingestellt. Im Kollektorstromkreis liegt der Hörer H (70 Ω), der Parallelwiderstand 2 kΩ macht sich zunächst nicht bemerkbar. Der über die Leitung ankommende Ruf wird also verstärkt über den Hörer H hörbar. Um nun ihrerseits die Gegenstelle zu rufen, drückt die Sprechstelle jetzt ihre Taste T. Damit werden Hörer H und Übertrager Ü vertauscht. Der Hörer H liegt jetzt am Verstärkereingang und ist als Mikrophon wirksam, während der Übertrager Ü als Ausgangsübertrager für T_2 wirkt und die zweistufig

verstärkte NF auf die Leitung (200 Ω) abgibt. In der Gegenstelle, die ihre Taste T jetzt losgelassen hat, kommt diese NF über den dortigen Übertrager Ü zum Verstärkereingang mit T_1 und wird hier nochmals über zwei Stufen verstärkt, und dann im Hörer H hörbar. Insgesamt erfolgt also eine vierstufige Verstärkung. Der Aufwand hierfür ist gleichmäßig über beide Stationen verteilt.

Als Leitung kann jede normale zweiadrige Leitung bis zu mehreren hundert Metern Länge verwendet werden. Je nach Leitungslänge können bis fünf Stationen parallelgeschaltet werden, die Durchsage einer Station wird dann in allen anderen Stationen hörbar. Der 2-kΩ-Kollektorwiderstand bei T_2 ist erforderlich, weil beim Einschalten des Übertragers sonst eine Überanpassung vorliegt, die hiermit auf einen günstigen Kompromißwert verringert wird. Die Betriebszeit (Dauerbetrieb) mit zwei IKA-Trockenakkus beträgt etwa 40 Stunden.

Die Mustergeräte wurden in Taschenlampengehäuse eingebaut, deren „Inneneinrichtung" zuvor entfernt wurde. Bild 21 zeigt die Ansicht einer Sprechstelle nach Bild 20. Die Lampenöffnung wurde nach Entfernen von Reflektor und Glasscheibe mit Drahtgaze verkleidet, hinter ihr sitzt die Hörkapsel H. Unterhalb dieser Einsprechöffnung sitzt rechts der Einschalter, an der linken Seitenwand ist die Taste T (Sprechrichtungsumschalter, gedrückt = sprechen) sichtbar. Bild 22 zeigt den Innenaufbau. Oben befindet sich die Hörkapsel H, die mit einem Winkel am Gehäuse angeschraubt ist. Um hierbei Isolierzwischenlagen zu sparen, ist — abweichend von den üblichen Transistorschaltungen — nicht der Plus-, sondern der Minuspol der Batterie mit dem Gehäuse verbunden. Links unter der Hörkapsel ist mit zwei Schrauben die Taste T an der Seitenwand befestigt. Rechts mit einem kleinen Winkel der Schalter S. Über ihm rechts neben der Hörkapsel ist der Batterie-Pufferelko 100 µF/6 V zu erkennen. Ganz unten die zwei Trockenakkus, die mit ihren Anschlußfahnen gegen entsprechende Gegenkon-

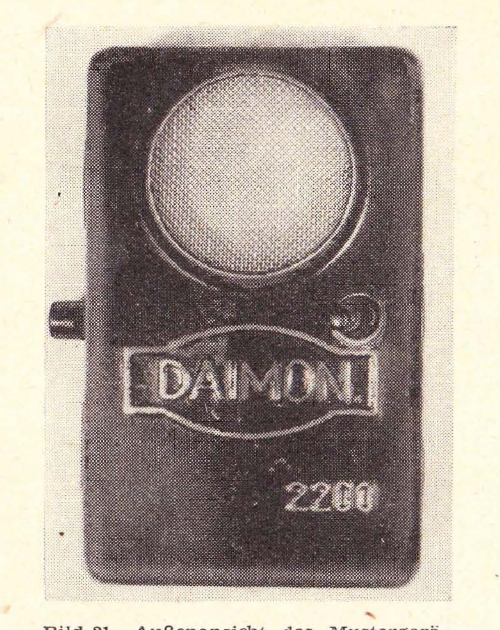


Bild 21. Außenansicht des Mustergerätes zu Bild 20

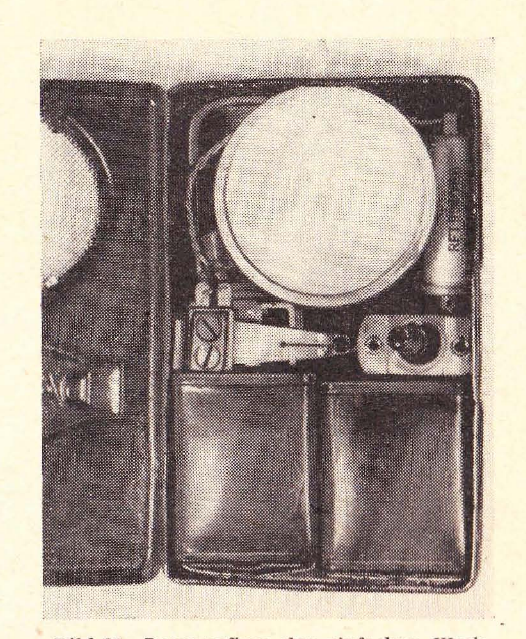


Bild 22. Innenaufbau der einfachen Wechselsprechanlage

takte an der unteren Gehäusekante drücken. Diese Akkus füllen die halbe Tiefe des Gehäuses aus. Unter ihnen — im Bild nicht sichtbar — befindet sich auf einer Pertinax-Grundplatte der gesamte NF-Verstärker mit T_1 und T_2, der ähnlich flach und kompakt aufgebaut ist wie der Verstärker nach Bild 14. Bild 23 zeigt sämtliche Einzelteile der Sprechstelle. Rechts unten ist der kleine Übertrager Ü sichtbar, der im Mustergerät direkt oberhalb der Taste T in Bild 22 an deren Lötfahnen freitragend (nur 4,5 Gramm) angelötet wurde.

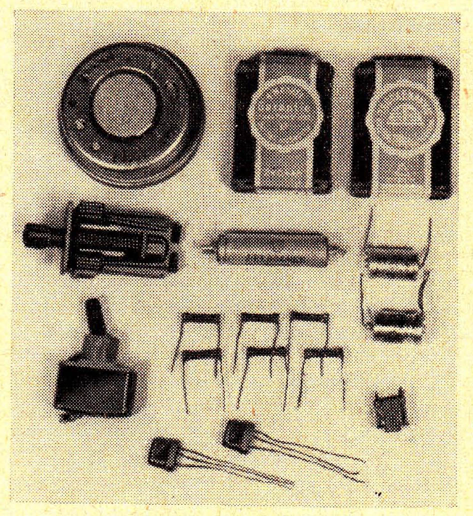


Bild 23. Einzelteile zum Gerät nach den Bildern 20 bis 22

Die Leitung führt beim Mustergerät fest angeschlossen oben heraus. Sie kann auch über Steckbuchsen (Platz ist dafür in den oberen Ecken vorhanden) herausgeführt werden, was für den Geländeeinsatz mitunter besser ist.

3.62 Hochwertige Wechselsprechanlage

Von einer universellen Wechselsprechanlage werden u. a. gute Übertragungsqualität, ständige Betriebsbereitschaft ohne Wartezeiten beim Einschalten, sparsamer Stromverbrauch, einfache Bedienung, Einschalt- und Rufmöglichkeit von beiden Seiten verlangt. Diese Anforderungen werden mit dieser Anlage erfüllt. Der Verstärkerteil ist hier in einer Sprechstelle, der Hauptstelle zusammengefaßt, während die Gegenstelle nur Mikrophon-Lautsprecher und Taste enthält. Als Mikrophon-Lautsprecher werden kleine permanent-dynamische Lautsprecher — im Mustergerät Type P 556 vom VEB EGB — benutzt. Es empfiehlt sich, hier nicht zu kleine Lautsprecher zu wählen (wenigstens 100 mm Dmr.), da deren Wirkungsgrad oft zu schlecht ist. In der Hauptstelle kann der gesamte Verstärkerteil eng um den Lautsprechermagneten herumgebaut werden, so daß das Gerät nicht größer als der Lautsprecher wird. Die Verstärkerschaltung (Bild 24) weist keine Besonderheiten auf. Über den Eingangsübertrager ET_1 — wieder ein Kleinstübertrager Typ 5 K 10 vom VEB Funkwerk Leipzig — gelangt die von Leitung E_1/E_2 ankommende NF-Spannung zur Vorstufe T_1, die im Interesse geringen Rauschens vorteilhaft mit einem OC 812 (ersatzweise OC 811) bestückt wird. Hier und für T_2 sollen Transistoren mit möglichst hoher Stromverstärkung verwendet werden. Die Sekundärwicklung des Eingangsübertragers ET_1 bildet mit ihrem Gleichstromwiderstand gleichzeitig den unteren Basisteilerwiderstand. Mit R_1 wird der Kollektorstrom von T_1 auf etwa 0,5 mA eingestellt. Der Kollektorarbeitswiderstand P_1 ist gleichzeitig Lautstärkeregler. Ein solcher ist hier erforderlich, weil die Anlage relativ große Verstärkungsreserven hat und daher in der Praxis mit unterschiedlichen Sprechabständen zu rechnen ist. Der Kollektorstrom von T_2 wird mit R_2 (ausprobieren!) auf 2 mA eingestellt, der der Treiberstufe T_3 mit R_3 auf 3 mA. Für den Treibertrafo ET_2 und den Ausgangstrafo AT wurden im Mustergerät die Übertrager K 20 und

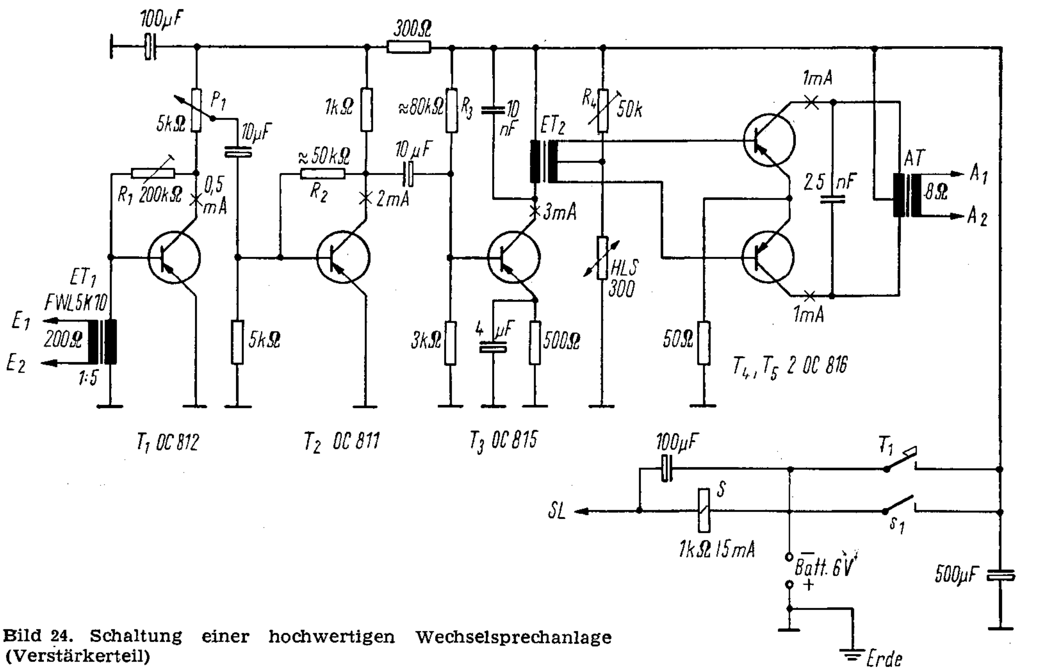


Bild 24. Schaltung einer hochwertigen Wechselsprechanlage (Verstärkerteil)

K 21 des Transistor-Taschenempfängers „Sternchen“ (VEB Funkwerk Leipzig) benutzt. Diese Trafos können jedoch auch selbstgewickelt werden, wofür die Wickelangaben zu der Endstufe des Bildes 5 (Abschnitt 2.4) benutzt werden können. Die Endstufe soll möglichst wieder mit zwei gepaarten Transistoren besetzt sein. Diese Forderung ist hier nicht so streng wie bei den hochwertigen NF-Verstärkern. Mit R_4 werden T_4 und T_5 auf je 1 mA Ruhestrom (bei zugedrehtem Regler P_1) eingestellt. Der Heißleiter HLS 300 (VEB Keramische Werke Hermsdorf) dient der Temperaturkompensation der Endstufe. Die Ausgangsspannung wird über A_1/A_2 abgegeben. Die Betriebsspannung beträgt 6 V, die Batterie ist mit 500 µF gepuffert. T_1 und T_2 erhalten zum Vermeiden von Verkopplungen ihre Betriebsspannung über 300 Ω/100 µF gesiebt. Wenn die Hauptstelle sprechen will, schaltet sie durch Drücken ihrer Sprechtaste T_1 (Bild 24) die Anlage ein. Der

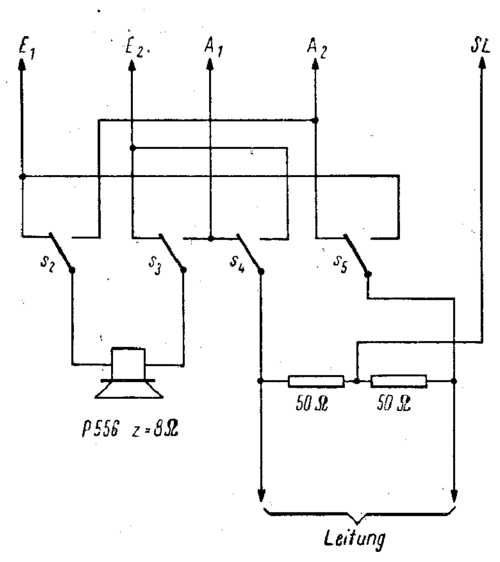


Bild 25. Sprechrichtungsumschaltung zu Bild 24

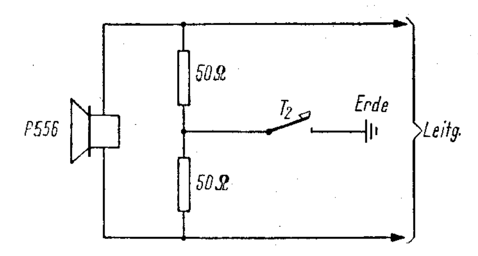


Bild 26. Schaltung der Gegenstelle zu Bild 24 und 25

Lautsprecher der Hauptstelle (Bild 25) liegt über die Relaiskontakte s_2 und s_3 ständig am Verstärkereingang über Leitungen E_1/E_2. Die vom Lautsprecher abgegebene und verstärkte NF gelangt dann über die Ausgangsleitungen A_1/A_2 und Relaiskontakte s_4, s_5 auf die Leitung und zur Gegenstelle (Bild 26). Damit wird die Durchsage der Hauptstelle dort hörbar. Wenn die Hauptstelle ihre Sprechtaste T_1 losläßt, ist die Anlage wieder stromlos. Will die Gegenstelle sprechen, so drückt sie ihre Taste T_2 (Bild 26). Es kommt jetzt folgender Stromkreis zustande: Batterie + (siehe Bild 24) Erde, Erde Gegenstelle (siehe Bild 26), T_2, über beide 50-Ω-Widerstände und beide Leitungsadern zur Hauptstelle (siehe Bild 25), dort über beide 50-Ω-Widerstände zur Leitung SL nach Bild 24, dort SL, Relais S, Batterie.

Das Relais S (ein normales Postrelais mit 4 Umschaltkontakten und einem Einschaltkontakt: Wicklungswiderstand etwa 1 kΩ, Anzugstrom bei 5 mA, Hersteller u. a. VEB Meßgerätewerk Karl-Marx-Stadt) zieht daher an und schaltet mit s_1 den Verstärker ein. Gleichzeitig werden mit s_2 bis s_5 nach Bild 25 Lautsprecher der Hauptstelle und Leitung vertauscht, so daß jetzt der Lautsprecher am Ausgang und die Leitung am Eingang liegt. Die Gegenstelle kann also jetzt sprechen.

Für die Relaisbetätigung wird hier als dritter Leitungsweg die Erde benutzt, die auch durch eine dritte

Leitungsader ersetzt werden kann. Der Erdwiderstand darf bis 200 Ω betragen. Für den Relaisstromkreis wird die sogenannte Phantomkreisschaltung benutzt, um die Leitungssymmetrie nicht zu stören. Das Leitungsproblem ist hier etwas kritischer als bei der unter 3.61 geschilderten Anlage, da in Sprechrichtung Hauptstelle—Gegenstelle der niederohmige Lautsprecher direkt über die Leitung versorgt wird. Es sind also keine großen Leitungswiderstände (maximal etwa 3 Ω) zulässig. Bei längeren Leitungen ist daher auf ausreichenden Querschnitt zu achten. Umgekehrt ist in Sprechrichtung Gegenstelle—Hauptstelle zu beachten, daß jetzt die unverstärkte Spannung von allenfalls wenigen Millivolt auf der Leitung ist, diese also empfindlich gegen Fremdspannungen wird. Durch die symmetrische Leitungsführung wird das zwar weitgehend verhindert, jedoch kann es bei längeren Leitungen vorteilhaft sein, die beiden 50-Ω-Symmetrierwiderstände (Bild 25) zu einem üblichen 100-Ω-Entbrummerpotentiometer zusammenzufassen (Leitung SL dann an dessen Schleifer) und damit auf Störspannungsminimum einzustellen.
Zum Aufbau der Anlage ist nichts Besonderes zu bemerken. Lediglich der Trafo ET_1 soll nicht zu nahe am Trafo AT sitzen, um Verkopplungen zu vermeiden.

4. SCHWINGUNGSERZEUGER

Auch auf dem Gebiet der Schwingungserzeugung, insbesondere der Impulstechnik, bieten sich für den Transistor viele vorteilhafte Anwendungsmöglichkeiten durch den Amateur. Nachfolgend werden einige Beispiele aus verschiedenen Anwendungsgebieten gezeigt.

4.1 Tongenerator (Sinus-Generator) für eine Festfrequenz

Der Tongenerator nach Bild 27 kann überall dort verwendet werden, wo eine konstante NF-Spannung bestimmter Frequenz benötigt wird, also als Prüftongeber für NF-Anlagen aller Art, Morseübungsgenerator usw. T_1 ist der eigentliche Generator, der als RC-Generator mit einer dreiteiligen RC-Phasenschieber-Kette $C_{1 \text{ bis } 3}$, $R_{1 \text{ bis } 3}$ arbeitet. Die vom Kollektor abgegriffene NF-Spannung wird in T_2 nachverstärkt, wobei T_2 vorwiegend die Funktion einer Trennstufe hat, um Rückwirkungen vom Ausgang auf den Generator zu vermeiden. Die Schwingfrequenz wird fast ausschließlich durch die Werte des Phasenschiebers bestimmt, so daß die Transistordaten (Temperatureinflüsse usw.) relativ wenig in Frequenz und Ausgangsspannung eingehen. Durch Änderung von $C_{1 \text{ bis } 3}$ und (bzw. oder) $R_{1 \text{ bis } 3}$ kann die Frequenz in weiten Grenzen geändert werden und innerhalb des gesamten NF-Bereiches jede beliebige Frequenz erzeugt werden. Mit den in Bild 27 angegebenen Werten ergeben sich etwa 800 Hz. Die Widerstände R und Kondensatoren C des Phasenschiebers sollen stets einander annähernd gleich sein, für R sollen 500 bis 800 Ω (je nach Exemplar von T_1) nicht unterschritten werden, da sonst der Generator nicht mehr anschwingt. Mit R_4 wird der Schwingeinsatz eingestellt, dieser Widerstand soll einen möglichst hohen Wert haben und nur so weit verringert werden, daß

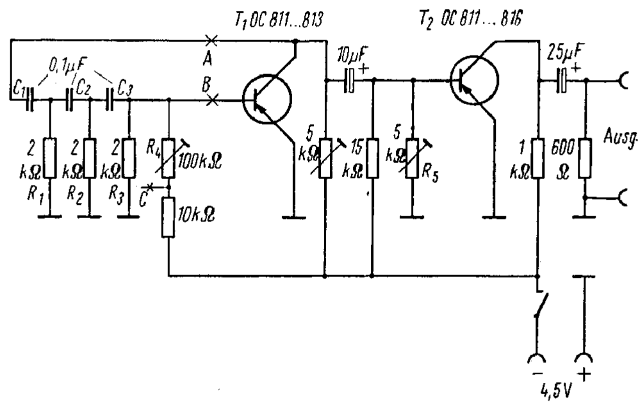


Bild 27. Einfacher Tongenerator für eine Festfrequenz

der Generator eben knapp anschwingt. Er gibt dann eine saubere, nahezu oberwellenfreie Sinusschwingung ab. Da R_4 gelegentlich nachgeglichen werden muß, läßt er sich nicht durch einen Festwiderstand ersetzen, das ist jedoch bei dem Kollektorwiderstand von T_1 möglich, der relativ unkritisch ist und mit Festwiderstand ausprobiert werden kann. R_5 wird auf einen Kollektorstrom von 2 mA für T_2 eingestellt. Bei Verwendung als Morseübungsgenerator tritt die Morsetaste an die Stelle des Einschalters. Noch günstiger kann sie in Reihe mit C_1 am Anfang der Phasenschieberkette eingeschaltet werden oder auch in Reihe mit dem 10-μF-Koppelelko. Als Transistoren sind hier alle Exemplare der in Bild 27 angegebenen Typen gleichermaßen brauchbar. Der Ausgang kann bis zu 10 Kopfhörer versorgen.

Um einen vielseitig verwendbaren Generator zu erhalten, kann er für mehrere Festfrequenzen ausgelegt werden. Dazu ist ein doppelpoliger Stufenschalter (Anzahl der Stufen entsprechend der Anzahl der Frequenzen) erforderlich, dessen Schaltarme bei A und B angeschlossen werden. Für jede Frequenzstufe ist dann ein gesonderter Phasenschieber mit $R_{1 \text{ bis } 3}$, $C_{1 \text{ bis } 3}$ und

R_4 erforderlich, der jeweils über A und B angeschaltet wird. R_4 jeder Phasenkette wird dann mit dem „kalten“ Ende bei C angeschlossen. Für jede Phasenkette ist ein gesonderter Abgleichregler erforderlich, da der Wert von R_4 kritisch und für jede Phasenkette etwas anders ist. An Stelle des Stufenschalters kann auch ein Tastenschalteraggregat (z. B. Neumann-Miniaturtastenschalter 7teilig) verwendet werden. Es empfiehlt sich dann für die Praxis die Frequenzstaffelung 50, 100, 250, 800, 1600, 3500, 7000 sowie evtl. 12 000 und 16 000 Hz. Die Werte für R und C der Phasenketten müssen für jede Frequenz experimentell ermittelt werden.

4.2 Multivibrator als NF-Rechteckgenerator

Sehr günstig lassen sich auch Multivibratoren mit Transistoren aufbauen. Sie werden zur Impulserzeugung aller Art häufig benutzt. Bild 28 zeigt eine solche Schaltung. Sie erzeugt mit den angegebenen Werten eine Frequenz von etwa 1500 Hz. Die Schwingungsform ist jedoch hierbei annähernd rechteckförmig (mäanderförmig), sie besitzt daher einen sehr großen Oberwellengehalt. Hierin liegt der Vorteil dieses Gerätes. Die Oberwellen sind nämlich noch bis ins Frequenzgebiet der Lang- und Mittelwelle, bei Transistoren der Type OC 813 sogar bis weit ins Kurzwellengebiet nachweisbar. Daher kann dieser Multivibrator sehr gut als Signalgeber für das moderne und zeit-

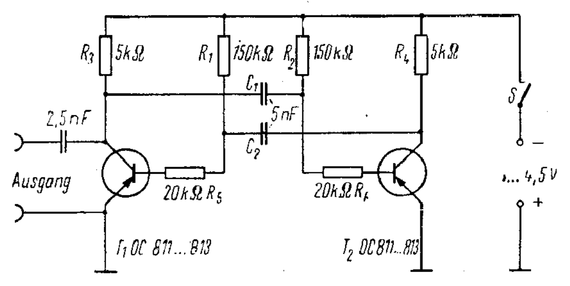


Bild 28. Multivibrator als NF-Rechteckgenerator

sparende Fehlersuchverfahren, der Signalverfolgung bei der Reparatur von Rundfunkgeräten, dem Aufsuchen von Leitungsunterbrechungen in Kabeln usw. benutzt werden. Wenn das ganze Gerät in einen kleinen handlichen Prüfstift eingebaut wird (je nach Transistorexemplaren kommt man dabei mitunter schon mit 1,5 V Batteriespannung — Gnomzelle — aus), kann mit dem als Tastspitze ausgeführten Ausgang z. B. ein Empfänger, vom Endstufengitter über den Demodulator und die ZF-Stufen bis zur Antennenbuchse abgetastet werden. Dabei ist dann leicht festzustellen, welche Stufe im Empfänger defekt ist. Im HF- und ZF-Teil werden dabei die mit der Grundfrequenz modulierten Oberwellen ausgewertet, wobei der Empfänger sich aus dem angebotenen Frequenzspektrum selbst die seiner Abstimmung entsprechende Frequenz heraussucht.

Auf das Grundprinzip des Multivibrators kann hier nicht näher eingegangen werden. Es besteht im wesentlichen darin, daß die Transistoren T_1 und T_2 aufeinander rückkoppeln und sich wegen der sehr starken Kopplung gegenseitig auf- und zusteuern. Sie wirken also als Schalter — vergleichbar zwei Kontakten bei T_1 und T_2, die wechselseitig öffnen und schließen — und sind daher entweder völlig stromdurchlässig oder völlig gesperrt. Der Übergang von einem in den anderen Zustand erfolgt sprunghaft. Die Grundlagen sind also hier völlig andere als bei Verstärkern und Sinusgeneratoren, weshalb auch an die Transistoren für derartige Zwecke andere, hier nicht näher zu erläuternde Anforderungen als an einen für Verstärker bestimmten Transistor gestellt werden. Für die gezeigte Schaltung sind diese Zusammenhänge jedoch unkritisch. Unterschiede je nach verwendeten Transistoren werden sich hauptsächlich im Oberwellengehalt der Schwingung ergeben. Der OC 813 wird am günstigsten sein, jedoch können sich ausnahmsweise auch andere Typen gut eignen. Sind mehrere Transistoren zur Auswahl verfügbar, dann entscheidet der Versuch. Für den Oberwellen-Nachweis dient ein normaler Rundfunkempfänger, an

dessen Antennenbuchse der Ausgang des Multivibrators angeschlossen wird.

Die frequenzbestimmenden Glieder für die Grundfrequenz sind $R_{1 \text{ bis } 2}$ und $C_{1 \text{ bis } 2}$. Auch hier sollen wiederum beide R und C im vorliegenden Falle gleich sein. R_3 und R_4 müssen je nach Transistorexemplar ausprobiert werden, der angegebene Wert ist nur Richtwert und kann bei T_1 und T_2 im Endergebnis verschieden ausfallen. Der Widerstand ist jeweils so groß zu wählen, daß der Multivibrator anschwingt. Wird R_3 bzw. R_4 zu groß gewählt, so verringert sich der Oberwellengehalt der Schwingung oder es kann zum völligen Aussetzen derselben kommen. R_3 und R_4 sind relativ stark exemplarabhängig von T_1 bzw. T_2. Die Widerstände R_5 und R_6 dienen zur Verbesserung des Umschaltverhaltens (steilere Flanke des Rechtecks), was dem Oberwellenreichtum zugutekommt.

Das Gerät nimmt weniger als 1 mA Batteriestrom auf, es genügt daher eine sehr kleine Batterie, die trotzdem eine hohe Betriebsstundenzahl erreicht. Der Aufbau ist unkritisch und kann nach Belieben extrem klein erfolgen (etwa ähnlich 3.3). Der durch Änderung von $R_{1 \text{ bis } 2}$ und $C_{1 \text{ bis } 2}$ erfaßbare Frequenzbereich ist bei Multivibratoren sehr groß und kann zwischen einigen $^1/_{10}$ Hz (!) und etwa 50 kHz liegen, wobei die obere Frequenzgrenze im wesentlichen durch die HF-Eigenschaften der Transistoren gegeben ist.

4.3 Blinklichtgeber (Takt-Impulsgeber für Signal- und Steuerzwecke

Wie im Abschnitt 4.2 erwähnt, lassen sich Multivibratoren in ihrer Frequenz außerordentlich weit variieren. Gleichzeitig kann durch unsymmetrische Ausbildung der zeitbestimmenden Glieder (im Bild 28 z. B. dann C_1, C_2, R_1, R_2, auch R_3, R_4) dafür gesorgt werden, daß positive und negative Rechteckhalbwellen ungleiche Längen haben. Das Verhältnis beider zueinander wird als Tastverhältnis bezeichnet, es betrug in Bild 28 etwa 1:1.

Für Schalt- und Steuerzwecke — typische Aufgabenstellungen der Impulstechnik — sind daher Multivibratoren zur Erzeugung von regelmäßigen Schaltimpulsen bestimmter Längen gut geeignet. Eine interessante praktische Anwendung zeigt Bild 29 für einen Blinklichtgeber. Dieser kann für Blinksignalanlagen aller Art (Kraftfahrzeuge, Modelleisenbahn-Übergänge, Blinkboje), zur Markierung von Orientierungspunkten im Gelände oder auf See und — wenn an Stelle der Signallampe ein Relais eingesetzt wird — für die Schaltung periodisch zu betätigender Organe aller Art benutzt werden. In Bild 29 sind T_1 und T_2 die Transistoren des Multivibrators. Die zeitbestimmenden Glieder sind $R_1 + R_3/C_2$ und $R_2 + R_4/C_1$. Da hier relativ sehr lange Schaltzeiten, also sehr niedrige Frequenz und großes Tastverhältnis beabsichtigt werden, ergeben sich für C_1 und C_2 ungewohnt große Werte. Um die Funktion des Multivibrators nicht zu beeinträchtigen, müssen diese Kondensatoren hochwertige Ausführungen mit geringstem Reststrom sein. Zweckmäßig werden diese

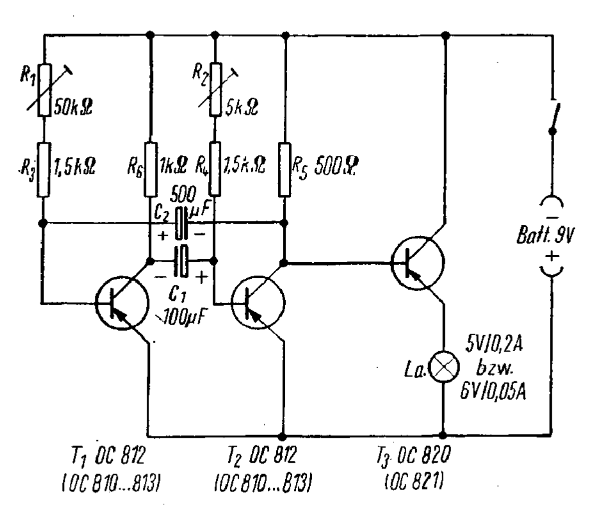


Bild 29. Schaltung des Blinklichtgebers (Taktgebers)

Elkos unmittelbar vor Einbau für einige Stunden direkt an die Batterie gelegt, um die Belege nachzuformieren und den durch längere Lagerung meist abgesunkenen Isolationswiderstand auf den ursprünglichen Wert zu bringen. Als Transistoren sind bei T_1 und T_2 beliebige Exemplare der Typenreihe OC 810 bis 813, auch notfalls OC 814 bis 816 verwendbar. Wichtig ist nur, daß die Transistoren keinen zu hohen Kollektor-Reststrom aufweisen (vgl. dazu 1. Einleitung), da das den Regelbereich bzw. das maximal erreichbare Tastverhältnis einengt. Die Stromverstärkung spielt eine untergeordnete Rolle. Im Mustergerät wurden zufällig vorhandene OC 812 mit den Kennfarben rot und gelb verwendet. R_5 und R_6 sind wiederum je nach Transistorexemplar und gewünschten Schaltzeiten auszuprobieren und hier relativ unkritisch.

T_3 ist ein Schalttransistor, der von T_2 direkt angesteuert wird. Wenn T_2 leitend ist, dann fällt fast die gesamte Batteriespannung an R_5 ab, die Kollektorspannung von T_2 beträgt dann nur wenige zehntel Volt. Diese wird gleichzeitig als Basis-Steuerspannung für den Schalter-Transistor T_3 wirksam, der daher jetzt gesperrt ist. Sobald mit „Umklappen" des Multivibrators T_2 gesperrt wird, fällt an ihm die gesamte Betriebsspannung ab. T_3 erhält jetzt über R_5 eine negative Spannung und wird leitend. In seiner Emitterleitung liegt die Signallampe La, die bei leitendem T_3 aufleuchtet. Die maximal zulässige Verlustleistung für T_3 begrenzt den maximal möglichen Stromverbrauch der Signallampe La und ist — wie noch erklärt wird — bei der Wahl der Lampentype zu beachten.

Der Regler R_1 bestimmt die Länge der Dunkelzeit (La stromlos), sie ist mit den angegebenen Werten zwischen 0,25 und 15 Sekunden (!) regelbar. Mit R_2 wird die Leuchtzeit der Lampe (0,2 bis 0,6 Sekunden) eingestellt. Die Lampe La gibt also kurze Lichtblitze in Abständen von $^1/_4$ Sekunde (Flackerlicht) bis zu 15 Sekunden ab. Der kürzeste Blinkrhythmus entspricht dann bei einem Tastverhältnis von 1:1 etwa 2 Hz, der längste bei einem Tastverhältnis von 1:60 (!) rund $^1/_{15}$ Hz (!). Für den

optisch günstigsten Blinkrhythmus mit einer Leuchtzeit von 0,5 Sekunden und Dunkelheit von 3 Sekunden ergeben sich für $R_1 + R_3$ etwa 15 kΩ für $R_2 + R_4$ etwa 5 kΩ, die bei ortsfesten Anlagen, auch als Festwiderstände, eingesetzt werden können. Die gesamte Ruhestromaufnahme des Multivibrators liegt konstant bei etwa 12 bis 15 mA, hinzu kommt in den Leuchtzeiten noch der Stromverbrauch von La. Die Betriebsdauer hängt also neben der Lampenstärke wesentlich vom eingestellten Tastverhältnis ab. Für die Steuerung größerer Objekte, die mit der vorhandenen Batteriespannung nicht auskommen oder stärkere Ströme benötigen, wird an Stelle La ein Relais eingesetzt, das bei etwa 6 V ziehen soll. Wenn dessen Stromverbrauch nicht höher als 5 bis 6 mA ist, kann für T_3 ohne weiteres auch ein OC 810 bis 813 verwendet werden.

Im Mustergerät, das für die Markierung von Geländepunkten in unwegsamer Heide, in Sümpfen und auf Wasserflächen bestimmt war, wurde anfänglich ein Transistor OC 820, der als Schalttransistor geeignet ist, benutzt. Es kann hier auch der OC 821 eingesetzt werden. Als stärkste Lampentype ist dann erfahrungsgemäß eine Birne 5 V/0,2 A verwendbar, obwohl deren Stromverbrauch theoretisch bereits über dem zulässigen Wert liegt. Bedeutend stromsparender (Betriebszeit beachten!) ist eine Birne 6 V/0,05 A (Fahrrad-Rückstrahlerbirne). Es kann auch der Leistungstransistor OC 830 oder OC 831 bis 832 für T_3 benutzt werden, für den dann Stromverbraucher mit Stromaufnahmen bis etwa 0,5 A bei La verwendbar sind. Es wird aber bei stärkeren Stromverbrauchern günstiger sein, mit einem Zwischenrelais zu arbeiten.

Der Blinkgeber wurde mit seiner Batterie (zwei normalen Taschenlampen-Flachbatterien je 4,5 V) in einer Plexiglasbüchse mit den Maßen 50×65×90 mm untergebracht und wasserdicht verschlossen. Bild 30 zeigt das Oberteil. Die nach allen Seiten frei sichtbare Lampe ist in der Mitte zu erkennen. Vorn quer C_1, hinter diesem links R_2, hinter dem Elko rechts neben der

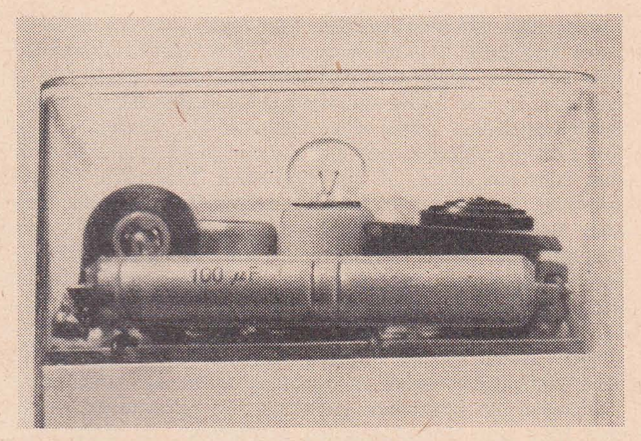


Bild 30. Ansicht des Mustergehäuses. Gehäuse und Oberteil

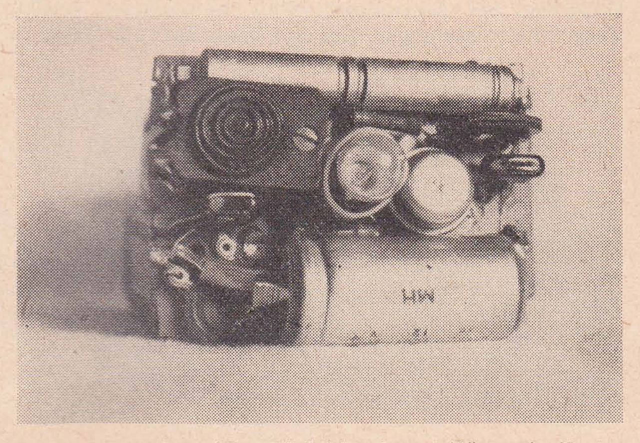


Bild 31. Aufsicht auf den Blinklichtgeber, Erklärung im Text

Lampe ein Schiebeschalter, der nach Öffnen des Gerätes zugängig ist. Mit ihm wird das Gerät eingeschaltet. Bild 31 zeigt die Aufsicht auf den ausgebauten Blinker. In der Mitte die Lampe La, links daneben der Schiebeschalter, oben quer liegend C_1. Rechts neben der Lampe befindet sich der Leistungstransistor T_3, für den hier ein dem OC 830 ähnlicher Transistor eingesetzt ist. Neben diesem rechts außen T_2 und über diesem R_2. Vorn unten C_2, links neben diesem T_1 und liegend R_1. Alle Teile sind auf einem Pertinax-Grundplättchen 50×65 mm untergebracht, unter dem die beiden Batterien liegen, die etwa $^2/_3$ des Gehäusevolumens ausfüllen. Bild 32 zeigt die Seitenansicht (vorn T_2 und R_2, dahinter T_3, links C_2) und die Batterien. Sie werden in einfachster Weise durch zwei Schlingen am Brettchen gehalten, die Zuleitungen wurden hier mit Heftklammern angesteckt, da diese Anschlußart flach genug ist, um noch in das knapp sitzende Gehäuse zu passen. Das Ganze bildet eine Einheit, die kompakt in das Gehäuse eingeschoben wird. Der Blinker stand in seinem Gehäuse oftmals tagelang bei jedem Wetter eingeschaltet im Freien. Mit frischen Batterien bei Einstellung eines hinreichend großen Tastverhältnisse ergibt sich mit einer Birne 6 V/0,05 A

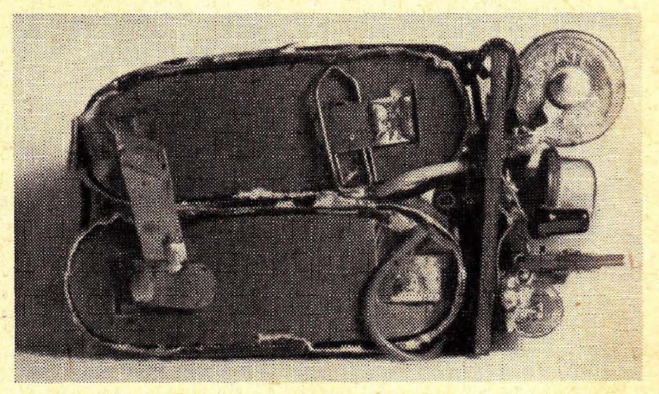


Bild 32. Blinklichtgeber, Batterieseite

eine Blinkdauer von einigen Tagen. Wenn es auf höchste Sicherheit ankommt, können auch zwei Lampen von je 6 V/0,05 A parallelgeschaltet werden, um gegen Lampenausfälle — die einzige Störungsmöglichkeit, mit der in der Praxis zu rechnen ist — gesichert zu sein. Die Betriebsspannung der Birne ist wegen des restlichen Spannungsabfalles in T_3 mit 2 bis 3 V unter der Batteriespannung anzusetzen.

Diese Taktgeberschaltung kann je nach Verwendungszweck weitgehend abgewandelt werden.

4.4 Transistor-Quarz-Normalfrequenzgenerator für 100 kHz

Für den Amateurfunker sind Normalfrequenzgeneratoren z. B. als Eichmarkengeber von großer Bedeutung. Aus verschiedenen praktischen Gründen erfreut sich die Normalfrequenz 100 kHz großer Beliebtheit. Als Frequenznormal wird dabei meist ein quarzgesteuerter Oszillator verwendet, der jedoch nach der herkömmlichen Röhrentechnik einen relativ hohen Schaltungs- und Materialaufwand erfordert. Dieser Aufwand läßt sich mit Transistoren ganz bedeutend verringern. Außerdem ergibt sich noch der Vorteil, daß das Gerät bedeutend kleiner als ein gleichartiges Röhrengerät wird und keine Vorheiz- oder Einbrennzeit benötigt, es ist jederzeit betriebsbereit. Für Amateurzwecke genügt dabei eine Frequenzkonstanz von $1 \cdot 10^{-5}$, so daß — nicht übermäßig große Schwankungen der Umgebungstemperatur vorausgesetzt — sogar ohne Thermostaten für den Quarz auszukommen ist. Da Transistoren auch praktisch keine Betriebswärme entwickeln, die den Oszillator beeinflussen können, ist ein solches Gerät um vieles einfacher zu gestalten als ein herkömmlicher Röhren-Quarzoszillator. Beim Schaltungsentwurf ist lediglich zu beachten, daß die Oszillatorschaltung bzw. deren frequenzbestimmende Elemente weitgehend unabhängig vom Betriebszustand bzw. Arbeitspunkt der Transistoren werden, damit deren Temperaturgang bzw. eine Batteriealterung nicht die Frequenz "weg-

ziehen“ können. Eine nach diesen Gesichtspunkten entwickelte Schaltung zeigt Bild 33.

Das ganze Gerät kann extrem klein gebaut und einschließlich Batterien in einem Gehäuse von der Größe einer kleinen Konservenbüchse untergebracht werden, aus dem dann nur Schalter und Ausgangs-Koaxialbuchse herausragen. Als Batterie genügen vier Gnomzellen oder — falls das Gerät im Dauerbetrieb laufen soll — Monozellen von je 1,5 V. Die Gesamtstromaufnahme beträgt nur etwa 7 mA, so daß die Betriebsdauer je nach Batterie mehrere 100 Stunden erreicht. Die Schaltung ist so dimensioniert, daß bei absinkender Batteriespannung die Schwingungen abreißen, ehe noch eine unzulässige Frequenzverwerfung eintritt.

T_1 ist der Oszillatortransistor. Seine Wirkungsweise ist schaltungsmäßig entfernt mit der aus der Röhrentechnik bekannten Huth-Kühn-Schaltung vergleichbar. Demgemäß wird die Resonanzfrequenz des Kollektorschwingkreises L_1 mit dem Paralleltrimmer 50 pF um wenige kHz oberhalb der Quarzfrequenz eingestellt (bei schwingendem Oszillator Stromfluß durch R_2 messen, Trimmer auf Strom-„Dip“ einstellen und ein klein wenig weiter nach geringerem C-Wert verstellen). Damit ist gewährleistet, daß geringe Arbeitspunktverlagerungen in T_1 nicht auf die Oszillatorfrequenz rückwirken. Wichtig ist die exakte Einstellung von R_1. Dieser Kleinst-Regelwiderstand (VEB Elrado Dorfhain) wird so eingestellt, daß der Oszillator gerade anschwingt. Nach Einstellen des Kollektorschwingkreises L_1 ist R_1 nochmals genau nachzugleichen, sein Ohmwert soll möglichst hoch sein. Für T_1 ist ein Exemplar mit möglichst hoher Stromverstärkung ratsam, anderenfalls können Änderungen der Windungszahl für L_1 erforderlich sein, oder es ist kein Anschwingen zu erzielen. Insbesondere die Teilwicklung 3 bis 4 von L_1 — der hierfür angegebene Wert ist als ungefährer Richtwert, wie er sich am Mustergerät ergab, aufzufassen — ist nach Versuch genau zu bestimmen. Die Windungszahlen von L_1 sind für einen Görler-Topfkern: 1 bis 2 — 4 Wdg., 2 bis 3 — 20 Wdg., 3 bis 4 etwa 9 Wdg.,

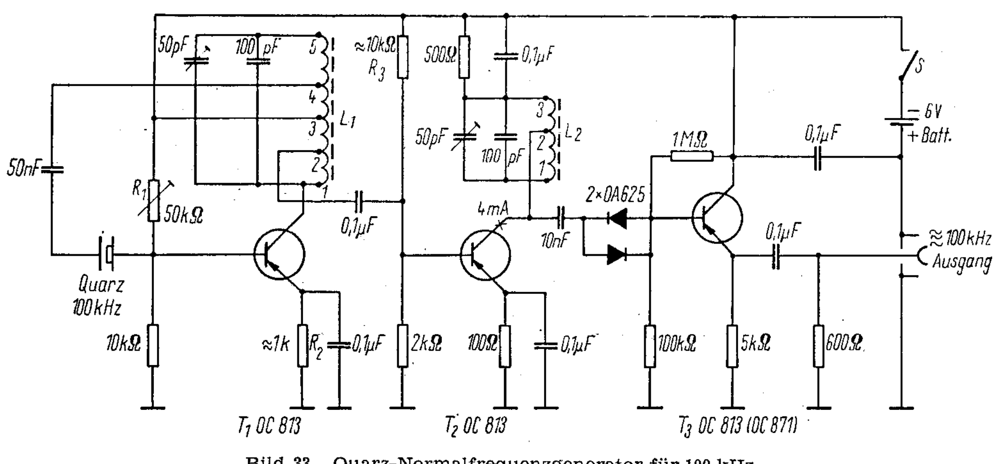


Bild 33. Quarz-Normalfrequenzgenerator für 100 kHz

4 bis 5 — 210 Wdg. Der Quarz wirkt hierbei gewissermaßen als schmalbandiges Rückkopplungsglied.

Die bei L_1, Anschluß 2 abgenommene 100-kHz-Frequenz wird in T_2 (der ebenfalls nicht zu geringe Stromverstärkung haben soll) nachverstärkt. Der Kollektorarbeitswiderstand ist ein 100-kHz-Schwingkreis mit L_2. Diese Spule — ebenfalls im Mustergerät auf Görler-Topfkern gewickelt — erhält für Wicklung 1 bis 2 — 220 Wdg., 2 bis 3 — 20 Wdg., alle Wicklungen auf L_1 und L_2 mit 0,14 CuL. L_2 wird mit dem Paralleltrimmer genau auf 100 kHz (Ausgangsspannungs-Maximum, die Ausgangsspannung liegt bei etwa 100 bis 500 mV) abgeglichen. Der Kollektorstrom von T_2 wird mit R_3 (genauen Wert ausprobieren) auf 3 bis 4 mA eingestellt. Das Einstellen erfolgt ohne HF-Ansteuerung (Oszillator durch Kurzschließen von 3 — 4 an L_1 stillegen). Hinter T_2 folgt eine Kollektorbasisstufe (Impedanzwandlerstufe, vgl. Abschnitt 3.4), die nur geringe zusätzliche Verstärkung bringt und dazu dient, den Ausgang niederohmig ($Z = 600\ \Omega$) zu machen. Bei Verwendung als Eichmarkengeber wird Wert auf möglichst oberwellenreiche Schwingungsform gelegt. Um zusätzlich Oberwellenbildung zu erreichen, sind vor T_3 zwei antiparallelgeschaltete Dioden angeschlossen, an deren Kennlinienkrümmung ein reichhaltiges Oberwellenspektrum entsteht. Beim Versuchsgerät waren die Oberwellen noch im 2-m-Band (bis etwa 150 MHz!!) schwach nachzuweisen. Das ist allerdings ein sehr günstiges Ergebnis und weitgehend vom Verhalten von T_3 abhängig. Für T_3 kann ein OC 871 vorteilhaft sein, wenn auf gute Oberwellenausbeute Wert gelegt wird. Die Emitterwiderstände von T_1, T_2 sind relativ hoch bemessen und bewirken eine weitgehende Temperaturstabilisierung ohne besondere Zusatzmaßnahmen. Da die Transistordaten ohnehin fast nicht in die Frequenz eingehen (allenfalls kann sich die Ausgangsspannung um einige Prozent ändern) und der Oszillator bereits bei geringem Absinken der Batteriespannung (spätestens bei etwa 5 V, falls R_1 richtig eingestellt ist) aussetzt, wird die Frequenzkonstanz tat-

sächlich nur vom Quarz bestimmt. Da dieser hier äußerst minimal belastet wird und im Gerät keine wärmeabgebenden Bauteile existieren, ist der gesamte bei Röhrengeräten übliche Aufwand an Stabilisierungsmaßnahmen thermischer und elektrischer Art nicht erforderlich. Die Frequenzkonstanz ist dabei nicht anders als bei einem guten Röhren-Quarzoszillator.

Für den Aufbau sind besondere Hinweise nicht erforderlich. Da sämtliche Leitungen niederohmig sind und keine Verkopplungsgefahr besteht, kann das ganze Gerät sehr kompakt aufgebaut werden. Die Gehäuseform und Anordnung der Teile ist beliebig, lediglich L_1 und L_2 sollen nicht zu nahe beieinanderstehen, um nicht aufeinanderzukoppeln. Im Mustergerät konnten sie trotzdem dicht zusammengesetzt werden, es genügte dabei, die Spulenachsen zueinander senkrecht zu stellen. Für den Ausgang wird eine übliche kleine HF-Koaxialbuchse benutzt, die auch mit einem Schaltkontakt (Schaltbuchse) versehen werden kann, der als Schalter S dient. Das Gerät weist außer der Buchse keinerlei äußere Organe auf und ist bei Anstecken des Ausgangskabels betriebsbereit.

5. STROMWANDLER (GLEICHSPANNUNGSWANDLER)

Transistor-Gleichspannungswandler dienen zum Umwandeln von Gleich- in Wechselspannungen. Sie werden für zwei Fälle angewandt. Einmal, im praktisch bedeutendsten Fall, wird eine Gleichspannung zum Zwecke der Aufwärtstransformation (und auch der Wiedergleichrichtung) zerhackt. Es wird also eine Betriebsspannung höherer Voltzahl aus der vorhandenen Niedervolt-Stromquelle gewonnen. Diese Anordnungen, „Transverter" genannt, sind Leistungszerhacker, bei denen hoher Wirkungsgrad und hohe Leistung im Vordergrund stehen. Im anderen Fall wird eine zu messende Gleichspannung in eine — gewöhnlich besser meß- und verstärkbare — proportionale Wechselspannung umgewandelt. Bei diesen Meß-Wechselrichteranordnungen, „Transistor-Chopper" genannt, kommt es also auf spannungsproportionale Umformung kleiner Spannungen an.

5.1 Transverter (Transistor-Zerhacker)

Es gibt verschiedene Ausführungsformen des Transverters. Mit nur einem Transistor arbeiten die Eintakt-Transverter, die nach ihrer Betriebsweise (theoretischen Grundlage) in Sperrwandler und Stromflußwandler unterschieden werden, je nachdem, ob der Energieentzug aus dem Transverter während der Sperr- oder Durchlaßhalbwelle des Transistors erfolgt. Der Sperrwandler hat seine Bedeutung für spezielle Anwendungen. Seine Kennzeichen sind stark lastabhängige Spannung bei relativ konstanter Stromaufnahme, er darf nicht im Leerlauf betrieben werden, (sonst kann es zur Beschädigung des Transistors führen), erfordert also konstante Last. Der Stromflußwandler entspricht in seiner Charakteristik etwa dem Gegentaktwandler.

Für Amateurzwecke bildet der Gegentakt-Transverter die geeignetste Form, da er beste maximale Leistungsausbeute ermöglicht und bedeutend leichter zu dimensionieren ist. Die Leistung eines einzelnen Transistors ist gewöhnlich zu gering, um praktisch verwendbar zu sein. Seine Funktion ist verhältnismäßig leicht zu übersehen.

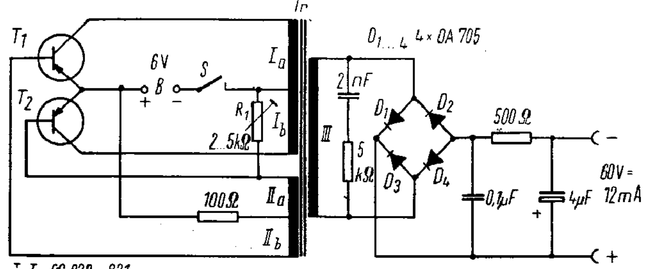


Bild 34. Schaltung eines Gegentakt-Transverters

Bild 34 zeigt die Schaltung eines Gegentakt-Transverters. Grundsätzlich ist die Schaltung für alle Transistortypen gleich, es ändern sich lediglich die Dimensionierung der Einzelteile und eventuell die Transformatordaten. Wicklung Ia/Ib des Trafos Tr ist die Primärwicklung, IIa/IIb die Rückkopplungswicklung, während T_1 und T_2 wiederum als Schalter arbeiten, die sich über die Rückkopplungswicklung gegenseitig auf- und zusteuern. Die resultierende Schwingfrequenz hängt von den Daten des Transformators (Primärinduktivität) und der Transistoren (Stromverstärkungsfaktor) ab. Die sich ergebende Schwingung soll — wenn der Transverter richtig dimensioniert ist — annähernd rechteckig sein. Näher auf die Theorie der Transverter einzugehen überschreitet den Rahmen dieser Broschüre. Der Transverter kann praktisch als Rechteckgenerator aufgefaßt werden. Wicklung III des Trafos ist die Sekundärwicklung. Zur Vermeidung von Spannungsspitzen (Rückschlagspitzen auf den Impulsflanken), die durch Unsymmetrie des Trafos oder der (nach Möglich-

keit gepaarten) Transistoren entstehen und diese spannungsmäßig überlasten könnten, außerdem auch Energie verzehren, ist Wicklung III ein RC-Glied parallelgeschaltet. Bei zu reichlicher Dimensionierung dieses Gliedes nähert sich der Betrieb einem Sinusoszillator. Der Wirkungsgrad sinkt dann ab.

Der Widerstand R_1 wird so eingestellt, daß der Transverter mit Belastung sicher anschwingt, er kann danach durch einen Festwiderstand ersetzt werden. R_1 ist nicht mit Mitte, sondern einem Ende der Wicklung II verbunden. Dadurch entsteht beim Einschalten ein Spannungsstoß in Wicklung IIa, der den Transverter „startet". Die Angaben in Bild 34 gelten für zwei Transistoren OC 820 bzw. OC 821. Der Trafo ist dann auf einem relativ kleinen Kern M 42/15 (Dyn. Bl. IV. wechselseitig geschichtet) zu wickeln. Es erhalten Wicklung Ia und Ib je 12 Windungen 0,5 CuL, Wicklung IIa und IIb je 8 Windungen 0,2 CuL und Wicklung III 180 Windungen 0,12 CuL. Die überraschend niedrigen Windungszahlen erklären sich u. a. aus der relativ hohen Schwingfrequenz von etwa 2 kHz, die neben dem kleinen Trafo noch den Vorteil einer einfachen Siebung hinter dem Gleichrichter hat. Es genügt dann für gute Siebung als Ladekondensator schon 0,1 µF sowie 500 Ω und 4 µF als Siebglied. Wegen der verhältnismäßig geringen Leistungsabgabe genügen zur Gleichrichtung hier noch vier Germaniumdioden OA 705. Der Transverter, dessen Transistoren zur Kühlung direkt am Trafokern angeschraubt werden, beansprucht dann nicht wesentlich mehr Raum als das des Trafo-Volumens. Er gibt eine Ausgangsleistung von etwa 700 mW ab, die hier mit 60 V = Ausgangsspannung, maximal 12 mA, verfügbar ist. Das ist etwa der günstigste Wert z. B. für die Anodenspannungsversorgung von Batterieröhren. Dieser Transverter reicht zum Betrieb von Misch- und ZF-Stufen eines Koffersupers aus, dessen NF- und Endstufen dann mit Transistoren bestückt werden. Dann sind nur 6 V Betriebsspannung für das Gerät erforderlich. Durch Erhöhung der Windungszahl der Wicklung III kann natürlich auch eine höhere

Spannung bei entsprechend geringerem Strom entnommen werden. Bei zu hoher Stromentnahme (zu großer Last) setzt der Transverter aus. Der Wirkungsgrad dieser Anordnung liegt bei etwa 70 Prozent, die Primärstromaufnahme bei etwa 180 mA.

Für höhere Ausgangsleistungen werden entsprechend größere Leistungstransistoren benötigt. Es kommt hierfür der OC 830 bzw. OC 831 bis 832 in Betracht. In Bild 34 wird dann R_1 etwa 500 Ω, der 100-Ω-Widerstand an Mitte Wicklung II wird auf 40 Ω verringert. Wicklung Ia und Ib jetzt je 8 Wdg., 0,8 CuL; IIa und IIb je 4 Wdg., 0,35 CuL; Wicklung III für 60 V: 85 Wdg., 0,2 CuL. Die Ausgangsleistung beträgt dann etwa 2,5 W.

5.2 Meßgleichspannungswandler

Oft besteht die Aufgabe, kleine Gleichspannungen von einigen Millivolt zu messen oder zu registrieren. Der Aufbau von Gleichstromverstärkern für Meßzwecke ist jedoch wegen den dabei auftretenden Problemen (Stabilisierung, Nullpunktkonstanz) nicht ganz einfach. Man geht daher dazu über, die zu messende Spannung zu zerhacken und einen — bedeutend leichter beherrschbaren — Wechselspannungsverstärker nachzuschalten. Als Zerhacker sind mechanische Kontaktanordnungen bekannt, die aber Nachteile (Geräusch, Verschleiß, Kontaktunsicherheiten) haben. Wo es weniger auf genaue Messung als auf den Nachweis der Gleichspannung ankommt (Gleichspannungs-Meßbrücken z. B.), sind auch elektronische Lösungen mit Gleichrichterstrecken, die durch eine Hilfswechselspannung gesteuert werden, ausreichend. Sie sind aber entweder aufwendig oder kritisch in Funktion und Einstellung.

Diese Nachteile vermeidet der Transistor-Chopper. Bild 35 zeigt die komplette Schaltung mit Steuerspannungsgenerator (T_1 bis T_3). Der Chopper selbst besteht aus dem Übertrager Ü, den Transistoren T_4 und T_5. Mit Hilfe einer dem Chopper über Ü zugeführten Rechteckspannung werden T_4 und T_5 im Gegentakt angesteuert. Sie wirken damit als elektronische Schal-

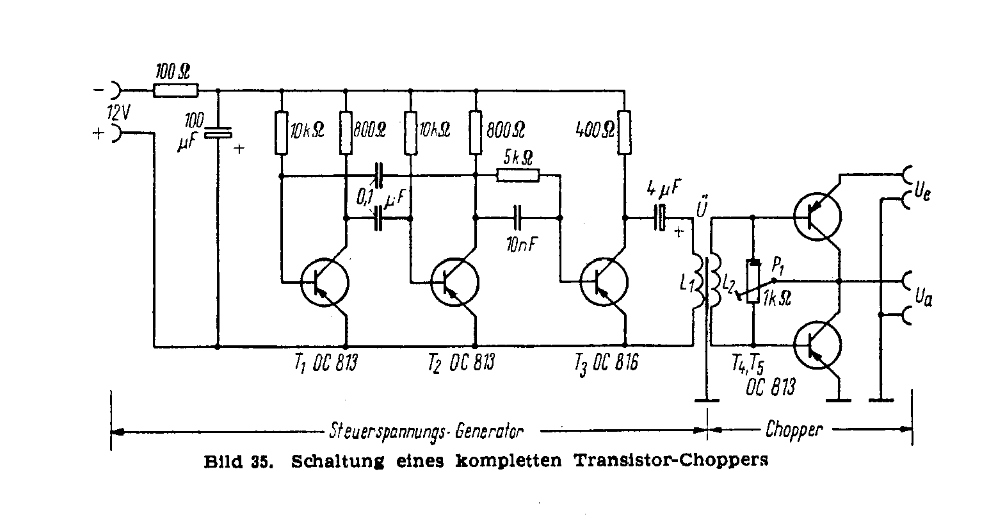


Bild 35. Schaltung eines kompletten Transistor-Choppers

ter, wobei abwechselnd T_4 geöffnet und T_5 gesperrt ist und umgekehrt. Wie ersichtlich, liegt der obere Transistor mit seiner Emitter-Kollektor-Strecke in Reihe mit der bei U_e angelegten zu messenden Spannung, die daher über ihn — falls er geöffnet ist — zum Ausgang U_a (hier ist der nachfolgende Wechselspannungsverstärker angeschlossen) gelangt. Parallel zum Ausgang U_a liegt der untere z. Z. gesperrte Transistor. In der anderen Halbwelle der ansteuernden Rechteckspannung wird der obere Transistor gesperrt, während der jetzt geöffnete untere den Ausgang U_a kurzschließt. Der endliche Sperrwiderstand des oberen Transistors macht sich wegen des dann leitenden unteren Transistors nicht bemerkbar. Die Eingangsgleichspannung wird also im Takt der steuernden Wechselspannung zerhackt am Ausgang erscheinen. Die Eingangsspannung kann dabei zwischen 1 mV und etwa 12 V liegen. Es ist nicht erforderlich, für T_4 und T_5 gepaarte Transistoren zu verwenden. Mit P_1 wird auf geringstes Störsignal (Steuerwechselspannungsrest) am Ausgang eingestellt. Eine weitere Verbesserung des Störabstandes wird dadurch erreicht, daß T_4 und T_5 invers betrieben werden, d. h. gegenüber der gewohnten Schaltungsart sind Emitter und Kollektor vertauscht, was auf die prinzipielle Wirkungsweise ohne Einfluß ist. Die Steuerspannung für den Chopper wird wieder mit einem Multivibrator erzeugt, der mit T_1 und T_2 auf einer Frequenz von etwa 1 kHz arbeitet. T_3 wirkt praktisch wiederum als Schaltertransistor für die An- und Abschaltung von L_1. Zur Verbesserung des Umschaltverhaltens (große Flankensteilheit der Rechteckimpulse, wichtig zur Verringerung des Störsignals am Ausgang) ist T_3 über das RC-Glied 5 kΩ/10 nF an T_2 angekoppelt. Von T_3 wird die Chopper-Steuerspannung über 4 µF abgenommen und dem Übertrager Ü zugeführt.

Um ein direktes Einstreuen der Steuerfrequenz in den Meßkreis des Choppers (über Erdschleifen o. ä.) zu vermeiden, wurde die Multivibratorschaltung nicht mit Masse verbunden. Sie ist daher galvanisch vom Chop-

per getrennt und kann aus Batterie oder einer vorhandenen nicht zu welligen Gleichspannung von 12 V (bei Meßbrücken als Brückenspeisespannung vorhanden!) gespeist werden.

Für den Übertrager Ü genügt — falls nicht extrem kleine Gleichspannungen gemessen werden müssen — der Kleinstübertrager Typ 5 K 10 vom VEB Funkwerk Leipzig (3. Abschnitt 3.3). L_1 ist dann die hochohmige 5-kΩ-Wicklung, L_2 die niederohmige 200-Ω-Wicklung des Übertragers. Für höchste Ansprüche bzw. zur Verarbeitung kleinster Gleichspannungen ist der Übertrager speziell nach folgender Vorschrift zu wickeln: Kern M 30/7, Dyn. Bl. IV wechselseitig geschichtet. Zuunterst L_2: zweimal 250 Wdg. bifilar, d. h., beide Teilwicklungen werden zugleich aufgewickelt und dann phasenrichtig hintereinandergeschaltet. Nach der Isolierzwischenlage kommt eine dünne Kupfer-Abschirmfolie, die mit aufgelötetem dünnem Draht an Masse gelegt wird. Auch der Trafokern kommt an Masse. Die Enden der Folie dürfen nur wenige Millimeter überlappen, ein zwischengelegter Isolierstreifen verhindert die Bildung einer Kurzschlußwindung. Hierauf eine weitere Isolierzwischenlage, darauf Wicklung L_1 mit 1000 Wdg. Diese Wicklung ist relativ unkritisch. Für beide Wicklungen wird 0,12-CuL-Draht verwendet. Mit dieser Übertragerausführung gelingt eine nahezu restlose Entkopplung des Choppers und eine einwandfreie Symmetrierung mit P_1.

Die Steuerfrequenz ist mit 1kHz relativ hoch gelegt. Sie hat den Vorteil, daß dann — im Gegensatz zu allen andersartigen Zerhackersystemen — auch schnelle Änderungen der Meßspannung noch einwandfrei übertragen werden. Es ist sogar möglich, z. B. eine 50-Hz-Wechselspannung ebenso zu übertragen bzw. zu „zerhacken" wie die Gleichspannung. Bei der Anwendung in Meßbrücken hat das den Vorteil, daß der Chopper beim Übergang von Gleichspannungs- auf 50-Hz-Wech-

selstrommessung nicht abgeschaltet oder umgangen werden muß. Damit wird die Umschaltung in der Meßbrücke vereinfacht.

Der nachfolgende bei U_a angeschlossene Wechselspannungsverstärker kann anspruchslos ausgelegt sein, da er praktisch nur eine einzige günstige Frequenz bei 1 kHz zu verstärken hat. Gegenüber normalen NF-Verstärkern weist er bis auf sparsame Auslegung keine Besonderheiten auf. An seinem Ausgang liegt entweder ein Indikator oder Meßgerät zum direkten Messen der Wechselspannung. Es kann aber z. B. für oszillographische Aufzeichnungen oder andere Zwecke auch die ursprüngliche Gleichspannung zurückgewonnen werden. Dazu wird eine Gleichrichteranordnung nach Bild 36 benutzt. Der Übertrager ist unkritisch,

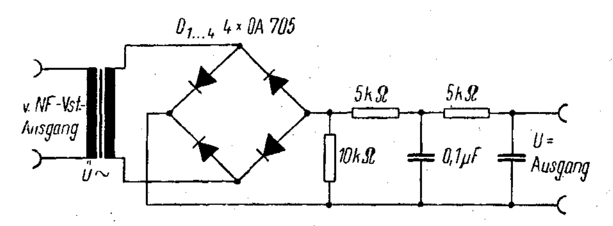


Bild 36. Gleichrichterschaltung zur Rückgewinnung der Chopper-Eingangsspannung

seine Werte richten sich nach dem Verstärkerausgang und der geforderten Gleichspannungshöhe bei U =. Er dient lediglich dazu, die Gleichrichterschaltung im Hinblick auf die Brückenschaltung erdfrei zu machen und den Gleichrichterkreis galvanisch vom Verstärker zu trennen. Der Gleichrichter darf naturgemäß nicht mit Ladekondensator arbeiten, da sonst die Anzeige bei schnellen Spannungsschwankungen bzw. Änderung der Chopperfrequenz frequenzabhängig wird. Es kommt daher nur eine Brückenschaltung in Frage, die zweckmäßig mit vier Germaniumdioden OA 705 aufgebaut wird. Nach diesem Brückengleichrichter folgt

ein zweigliedriges RC-Integrierglied, das eine Grenzfrequenz von etwa 100 Hz hat und die Chopperfrequenz von 1 kHz aussiebt, ohne kurzzeitige Schwankungen der zu messenden Gleichspannung, die jetzt entsprechend verstärkt bei U = wieder originalgetreu verfügbar ist, zu unterdrücken.

6. MESS- UND REGELTECHNIK

In diesem Abschnitt sollen einige Beispiele für die Anwendung der Transistoren in Meß- und Regelgeräten gezeigt werden, obwohl der Amateur gerade auf dem Gebiet der Regeltechnik nicht allzuviel Betätigungsmöglichkeit haben wird, da es vorwiegend industrielle Bedeutung besitzt. Auch ist eine klare und exakte Abgrenzung der Meß- und Regeltechnik gegen die angrenzenden Fachgebiete nicht immer ganz einfach. So gehört z. B. der unter 5.2 beschriebene Chopper, streng genommen, bereits in das Gebiet der meßtechnischen Hilfsmittel, während Anordnungen ähnlich dem unter 4.3 beschriebenen Taktgeber häufig Bestandteile von automatischen Regelanlagen bilden.

6.1 Absorptions-Frequenzmesser mit Transistorverstärker

Der Absorptions-Frequenzmesser ist wohl das einfachste praktisch brauchbare Frequenz-Meßgerät für den Funkamateur. Es ist als Mindestausrüstung für die Amateur-Sendestation vorgeschrieben. Prinzipiell besteht er aus einem Schwingkreis mit in Frequenzen geeichtem Drehkondensator und einer Spule, die dem zu messenden Objekt — der Schwingkreisspule eines Senders, Einkreisers oder sonstigen Oszillators — angenähert wird.

Die vom Meßobjekt in den Absorptionskreis eingekoppelte HF-Energie bewirkt an diesem Kreis ein Ansteigen der HF-Spannung sobald der Kreis auf Resonanz mit dem Oszillator eingestellt wird. Mit einem geeigneten Indikator wird der Spannungsanstieg festgestellt und am Drehko die eingestellte Frequenz abgelesen.

Für brauchbare Absorptions-Frequenzmesser ist ein sehr empfindliches Meßgerät notwendig (µA-Meter). Anderenfalls wird das Gerät zu unempfindlich bzw.

dem Meßobjekt soviel HF-Energie entzogen, daß dessen Schwingungen aussetzen oder es — praktisch noch bedenklicher — verstimmt wird und zur Fehlmessung führt. Dazu kommt, daß der Indikator durch seinen Stromverbrauch den Schwingkreis des Absorptionsmessers bedämpft und damit dessen Resonanzschärfe geringer und die Messung entsprechend ungenauer wird. Derartige Frequenzmesser haben üblicherweise eine Genauigkeit von allenfalls etwa 1 Prozent, die aber im praktischen Funkbetrieb oft nicht genügt. Höhere Meßgenauigkeit erfordern neben stabilem, verlustfreiem Aufbau des Schwingkreises — eine konstruktive Frage — die Vermeidung einer nennenswerten zusätzlichen Belastung des Schwingkreises, so daß der Indikator nicht mehr direkt an diesen angeschlossen werden kann. Es macht sich dann ein Gleichspannungsverstärker erforderlich. Bild 37 zeigt die Schaltung eines

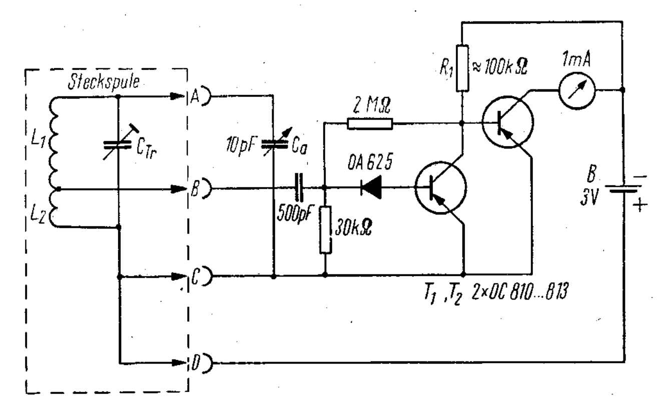


Bild 37. Schaltung eines Absorptions-Frequenzmessers mit Transistor-Verstärker

solchen Gerätes. Außer zwei Transistoren, den Schwingkreiselementen und wenigen Kleinwiderständen sowie einer Germaniumdiode ist hier nur ein relativ billiges 1-mA-Instrument und eine kleine 3-V-Stabbatterie er-

forderlich. Das Gerät wird dann insgesamt nicht viel teurer als das sonst benötigte gute Mikroamperemeter. Der eigentliche Absorptions-Meßkreis besteht aus L_1/L_2 und dem Drehko C_a, der die in Frequenzen geeichte Skala trägt. Die Spule ist als Steckspule ausgebildet und für jeden Frequenzbereich einmal vorhanden.

Innerhalb jeder Spule liegt dem Drehko noch ein Trimmer C_{Tr} parallel, der zur genauen Bereichsfestlegung dient. Die Spulen werden möglichst auf keramische Hohlkörper, ersatzweise auf alte Hartpappe-Elkohüllen von 30 mm Durchmesser gewickelt und mit alten vierpoligen Röhren-Stecksockeln (Europasockel) versehen, in denen auch C_{Tr} seinen Platz findet. Die Anzapfung L_1/L_2 dient der Anpassung des Transistorverstärkers. Da sie sehr niedrig liegt (je nach Bereich bei 1:5 bis 1:10), wird der Transistor-Eingangswiderstand mit dem Quadrat dieses Übersetzungsverhältnisses in den Kreis transformiert und liegt dann in jedem Fall über 200 kΩ, so daß der Kreis praktisch nicht bedämpft wird und daher ein ungewöhnlich scharfes Maximum zeigt. Bei einwandfreiem Schwingkreisaufbau ist eine Meßgenauigkeit von 0,2 Prozent zu erreichen, die sich bei diesem Meßprinzip kaum weiter steigern läßt. Durch die Transistorverstärkung sind außerdem für eine einwandfreie Anzeige nur sehr geringe HF-Spannungen notwendig, so daß die Messung auch bei sehr loser Ankopplung an das Meßobjekt und geringen HF-Spannungen noch sicher gelingt. Der Transistor T_1 wirkt hier als Gleichstromverstärker für die durch die Diode aus der HF erzeugten Richtspannung. Um die Demodulation auch kleinster HF-Spannungen zu begünstigen, ist die Diode über den 2-MΩ-Widerstand und die Basis-Emitterstrecke des Transistors leicht in Durchlaßrichtung vorgespannt, wodurch der Arbeitspunkt in den Kennlinienknick verlegt wird. Direkt an T_1 ist T_2 galvanisch angekoppelt, in dessen Kollektorstromkreis das Anzeigeinstrument liegt. R_1 wird durch Versuch so bemessen, daß das Instrument etwa $^1/_5$ Vollausschlag, also etwa 0,2 mA, anzeigt. Bei der Messung ergibt sich dann beim Durchdrehen von C_A auf dem

Resonanzpunkt ein deutlicher Stromanstieg. C_A darf dabei nicht zu schnell durchgedreht werden, um das sehr schmale Maximum nicht zu übersehen. Die Lebensdauer der Batterie (3-V-Stabbatterie oder zwei Gnomzellen) beträgt wegen des geringen Stromverbrauchs etwa 1 Jahr und wird nur durch die Lagerfähigkeit begrenzt. Da der Spulensockel vier Stifte hat, wude der vierte Stift zum Abschalten des Gerätes benutzt. Jede Spule trägt die Kurzschlußverbindung C-D, so daß beim Abziehen der Steckspule die Batterie abgeschaltet wird.
Der Aufbau des Gerätes ist beliebig; vorteilhaft ist der Aufbau als kleines Handgerät. Die Maße werden von der Größe des Meßwerkes und der Skala von C_a — die im Hinblick auf die Ablesegenauigkeit nicht zu klein sein darf — bestimmt. Die übrigen Teile finden zwischen diesen Organen bequem Platz. T_1 und Diode werden direkt am Spulensockel (kurze Leitungen!) angeordnet.
Die Ersteichung des Gerätes kann notfalls, wenn dem Amateur kein zweiter Frequenzmesser oder guter Meßgenerator zugänglich ist, behelfsmäßig mit einem beliebigen O-V-1 erfolgen. Dazu wird der Einkreiser in jedem Frequenzband auf eine geeignete Station eingepfiffen. Mit angezogener Rückkopplung bleibt man auf Schwebungsnull stehen und nun wird mit dem Frequenzmesser durch Annähern der Meßspule an die des Einkreisers die Rückkopplungsfrequenz desselben gemessen (am Einkreiser mithören, damit dieser nicht unbemerkt verstimmt wird!). Der am Frequenzmesser-Drehko gefundene Punkt entspricht dann der Frequenz des empfangenen Senders, die natürlich bekannt sein muß. So kann mit einiger Geduld die Skala punktweise für jeden Frequenzbereich aufgenommen werden. Für C_a findet ein kleiner Luftdrehko, wie er aus kommerziellen Beständen bekannt ist, Verwendung. Auch ein UKW-Drehko (eventuell eine Platte entfernen) kann benutzt werden, er wird nicht zu groß sein, da auch die Skala nicht zu klein gestaltet werden darf. Man versieht sie mit einem Plexiglasstreifen mit ein-

geritzter und geschwärzter Linie als Zeiger. Wenn vorhanden, kann für den Drehkoantrieb ein Feinstellantrieb o. ä. benutzt werden. Das ist nicht notwendig, wenn der Bedienungsknopf groß genug gehalten wird.
Abschließend die Spulenwerte für die Amateurbänder:

KW-Band	L_1	L_2	C_{Tr} (pF)
160 m	65 Wdg., 0,2 CuL	6 Wdg., 0,2 CuL	60
80 m	32 Wdg., 0,2 CuL	3 Wdg., 0,2 Cul	60
40 m	12 Wdg., 0,2 CuL	1½ Wdg., 0,2 CuL	60
20 m	9 Wdg., 0,5 CuL	1 Wdg., 0,5 CuL	30
15 m	5 Wdg., 0,8 CuAg	1 Wdg., 0,8 CuAg	30
10 m	3½ Wdg., 0,8 CuAg	½ Wdg., 0,8 CuAg	20

Alle Werte gelten für Luftspule auf Körper mit 30 mm Durchmesser.

6.2 Elektronische Fern-Temperaturmessung

Bekanntlich sind Halbleiter in ihren Daten sehr temperaturabhängig. Das gilt besonders für den Reststrom von Dioden in Sperrichtung. Man kann diesen Effekt in verblüffend einfacher Form für Temperaturmessungen ausnutzen, wobei der Meßfühler — eine in Sperrrichtung betriebene Halbleiterdiode, deren von der Temperatur abhängiger Sperrstrom gemessen wird — über eine längere Leitung mit dem Anzeigeinstrument verbunden sein kann.
Bild 38 zeigt eine hierfür geeignete Anordnung. Als Meßorgan wird eine Germanium-Flächendiode OY 100

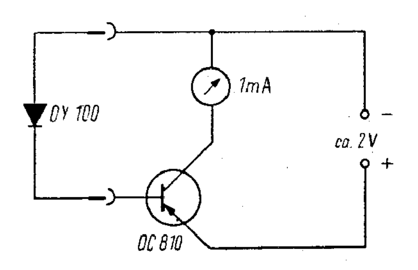


Bild 38. Temperaturmessung mit Germanium-Flächendiode

benutzt, an die eine Gleichspannung von etwa 2 V in Sperrichtung angelegt wird. Interessanterweise ist der nun fließende Sperrstrom stark von der Temperatur der Diode — und damit ihrer Umgebung —, jedoch nur sehr geringfügig von der Betriebsspannung abhängig, so daß auch eine relativ stark schwankende Batteriespannung die Anzeige kaum beeinflußt. Über eine Verbindungsleitung ist die Diode OY 100 mit dem Anzeigeinstrument verbunden, dem für Demonstrationszwecke, um ein billigeres Instrument verwenden zu können, ein Transistor als Gleichstromverstärker vorgeschaltet ist. Da dieser ebenfalls temperaturabhängig ist, kann er natürlich leicht einen Anzeigefehler einbringen. Es kann jedoch mit einem entsprechend empfindlichen Instrument (50 bis 100 μA) auch der Diodenstrom direkt gemessen werden. Instrument, Diode und Batterie liegen dann einfach in Serie. Diese Meßanordnung ist zwischen etwa —10 °C und + 50 °C sehr gut brauchbar, sie reagiert wegen der geringen Wärmekapazität der Diode auch auf relativ schnelle Temperaturschwankungen (z. B. schon beim Anhauchen). Das Instrument kann durch Vergleich mit einem normalen Thermometer geeicht werden.

6.3 Gleichspannungs-Meßverstärker

Bei Meßaufgaben wie der unter 6.2 behandelten und allen ähnlichen Fällen (z. B. Verstärkung der von Thermoelementen, Photozellen usw. gelieferten Spannungen) wird oft ein empfindlicher Gleichspannungs-Meßverstärker gebraucht. Bild 39 zeigt die Schaltung am Beispiel einer erweiterten Temperaturmessung nach Abschnitt 6.2. Selbstverständlich ist dieser Verstärker auch für alle ähnlichen Aufgaben zu verwenden, wenn die an den Eingangsklemmen A und B angeschlossene Meßanordnung durch die jeweils erforderliche ersetzt wird. Die Meßanordnung in Bild 39 entspricht der nach Bild 38. MD ist die Temperatur-Meßdiode, MB die hierfür erforderliche Meßspannungsbatterie (2-V-Trockenakku), und KD die Kompensationsdiode (Typ

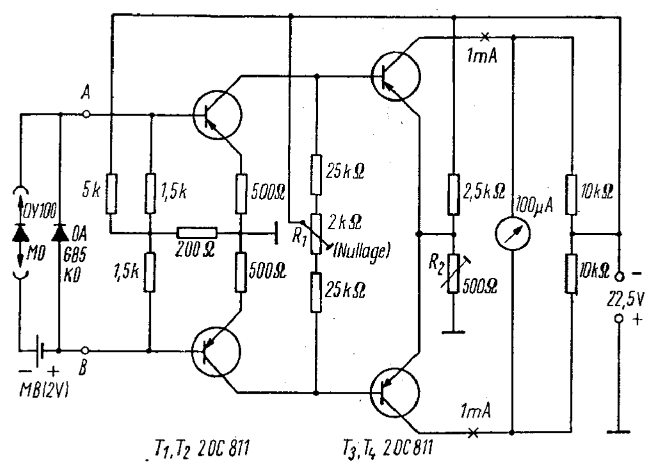


Bild 39. Gleichspannungs-Meßverstärker

OA 685), welche eine Linearisierung des Skalenverlaufs bewirkt. Der Zusammenhang zwischen Sperrstrom und Temperatur derselben ist nicht linear, so daß das Meßwerk ohne Kompensations-Diode einen ungünstigen Skalenverlauf erhalten würde. Der Diodenstrom der Meßdiode fließt über den Eingangswiderstand des Meßverstärkers (Klemmen A-B) und ruft dort einen Spannungsabfall von einigen Millivolt hervor, der weiterverstärkt wird.

Um ein stabiles Arbeiten eines solchen Transistorverstärkers, insbesondere hinreichende Temperaturunabhängigkeit zu erreichen, muß der Verstärker im Gegentakt geschaltet werden. Die Transistoren müssen hier unbedingt gepaart sein (s. Abschnitt 1). Temperatureinflüsse machen sich dann in beiden Zweigen des Verstärkers gleichstark bemerkbar und heben sich daher auf, da am Ausgang nur die Differenz beider Zweige registriert wird.

Der Verstärker ist zweistufig und galvanisch gekoppelt. Mit R_1 wird der Instrumentennullpunkt eingestellt (Brückengleichgewicht), mit R_2 der richtige Arbeits-

punkt der Endstufe, der bei etwa 1 mA je Kollektorstrom liegt. Da die Basisvorspannung für die Endstufe durch den Kollektorspannungsabfall der Vorstufe gebildet wird, ist für den Verstärker eine relativ hohe Betriebsspannung von 22,5 V (Hörbatterie) erforderlich. Für den Nullabgleich sind die Klemmen A-B kurzzuschließen.

Dieser Verstärker kann ohne weiteres auch als Transistor-Voltmeter (analog den Röhrenvoltmetern) benutzt werden, wenn den Klemmen A-B ein üblicher hochohmiger Eingangsspannungsteiler mit Umschalter für die einzelnen Meßbereiche vorgesetzt wird. Die Verstärkung ist etwa 500fach, die Eingangsempfindlichkeit liegt bei 2 bis 3 mV. Damit läßt sich für den 3-V-Bereich als Transistor-Voltmeter bereits ein Eingangswiderstand in der Größenordnung um 1 MΩ realisieren.

6.4 Transistor-Lichtschranke

Die Lichtschranke ist ein interessantes Schaltbeispiel aus dem Gebiet der Elektronik und stellt eine auch für Amateure sehr interessante und vielseitige Anwendung eines fotoelektrischen Effektes dar. Die Anordnung löst bei Unterbrechung eines Lichtstrahles durch einen Körper einen Schaltvorgang beliebiger Art aus. Derartige Anlagen werden verwendet als Diebstahlssicherungen, Warnanlagen, Türöffner, Rolltreppeneinschalter sowie zum Zählen und Sortieren von Stückgut verschiedenster Art.

Eine für den Amateur gut nachzubauende, einfache und sehr wirksame Lichtschranke zeigt Bild 40. Als lichtempfindliches Organ dient ein Photowiderstand Typ CdS-KG (Hersteller VEB Carl Zeiss Jena). Derartige Kadmiumsulfidschichten haben die Eigenschaft, im Dunkeln einen sehr hohen Widerstand (einige MΩ) zu besitzen, der aber schon bei geringem Lichteinfall stark absinkt. In Bild 40 bekommt der als Gleichstromverstärker geschaltete Transistor T_1, sobald Licht auf den Photowiderstand Ph fällt, über R_3 (der lediglich den Photowiderstand vor Überlastung bei starker Be-

leuchtung schützen soll) eine negative Basisvorspannung und wird leitend. Dadurch sinkt das an seinem Kollektor herrschende negative Potential soweit ab, daß der mit seiner Basis hier angeschlossene, bisher leitende Transistor T_2 nahezu sperrt. Sein Kollektorstrom geht stark zurück und das Relais Rel, das bisher gezogen hatte, fällt ab. Mit seinem Kontakt rel löst es dann einen beliebigen Schaltvorgang (bei Warnanlagen einen Alarmwecker o. ä.) aus. Wird das Relais mit einem Arbeitskontakt versehen, der bei Anzug des Relais schließt, so reagiert die Anlage entgegengesetzt; der Schaltvorgang wird bei Unterbrechung des Lichteinfalls auf Ph ausgelöst.

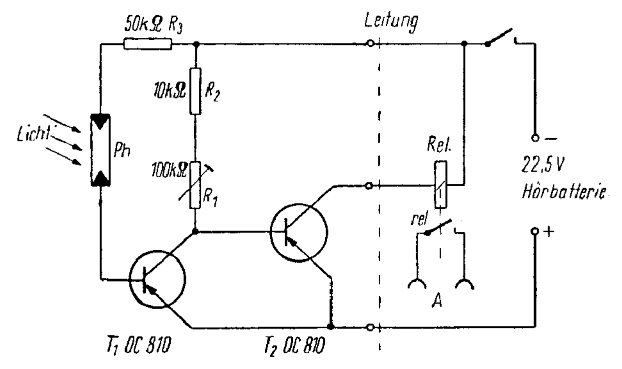


Bild 40. Transistor-Lichtschranke mit Fotowiderstand

Diese Anlage ist also auch als Dämmerungsschalter zu benutzen. Das Relais kann z. B. eine Zimmerbeleuchtung, Reklame o. ä. einschalten, sobald die Helligkeit des Tageslichtes, dem der Photowiderstand Ph ausgesetzt ist, einen bestimmten Wert unterschreitet. Mit R_1 wird die Ansprechschwelle, d. h. die Lichthelligkeit, auf welche die Anlage reagieren soll, eingestellt. Diese Schaltung soll nur Anregungen geben, der praktische Einsatz kann je nach spezieller Anforderung erfolgen. Für Warnanlagen wird es z. B. zweckmäßig sein, durch einen zweiten Relaiskontakt, der parallel zur Kollek-

tor-Emitter-Strecke von T_2 liegt, das Relais in Selbsthaltung zu legen, sobald es auf eine Unterbrechung des Lichtstrahles anspricht, damit der Alarm auch bei Wiedereinfallen des Lichtes bestehenbleibt. Das Relais ist eine Ausführung für etwa 1mA Anzugstrom bei einem Wicklungswiderstand von 5 bis 10 kΩ. Die Betriebsspannung beträgt im Hinblick auf möglichst hohe Lichtempfindlichkeit 22,5 V (Hörbatterie).
Beim Mustergerät wurden Photowiderstand Ph, T_1, T_2, R_1, R_2 und R_3 in einer kleinen Plexiglas-Filmbüchse eingebaut, von der eine dreiadrige Leitung (in Bild 40 angedeutet) zu einem Kästchen mit Relais, Batterie und Schalter führt. Bild 41 zeigt den Photowiderstandsteil mit Stativ an einem Baumast befestigt. Bild 42 skizziert die Anordnung der Einzelteile in der Büchse. Im Deckel wurde ein rundes Lichteintrittsfenster ausgeschnitten und mit einem eingeklebten Diapositiv-Deckglas verschlossen, dahinter sitzt der Photowiderstand Ph. Er hat etwa die Größe eines Zehnpfennigstückes, seine

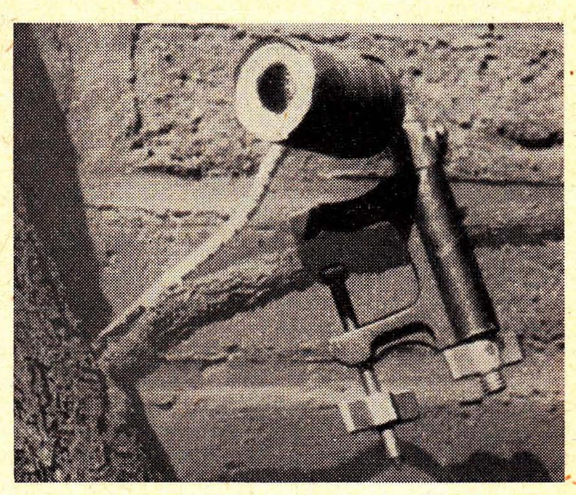


Bild 41. Mustergerät zu Bild 40, Lichtschranken-Empfänger

lichtempfindliche Fläche ist ein Spalt von 3 mm Länge und nur 1 mm Breite! Für den Einstellregler R_1 wurde ein Kleinstpotentiometer des VEB Elrado Dorfhain verwendet, das durch eine Bohrung in der Seitenwand der Büchse mit einem Schraubenziehr eingestellt werden kann. Damit erfolgt bei der ersten Inbetriebnahme die Einstellung auf die jeweiligen Lichtverhältnisse.

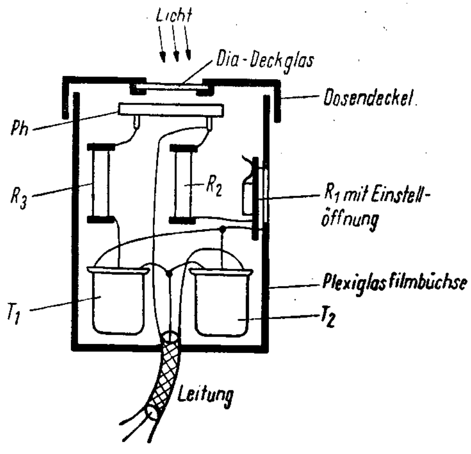


Bild 42. Aufbauskizze des Gerätes nach Bild 40 und 41. Die Bezeichnungen der Einzelteile vergleiche mit Bild 40

Bild 43 skizziert die Anordnung einer Lichtschranke z. B. als Warnanlage über größere Entfernung. Der Verfasser benutzt sie in dieser Form zur automatischen Auslösung von Photokameras durch das zu photographierende Objekt selbst in der Tierphotographie. Als Lichtquelle dient entweder eine normale, gut bündelnde Taschenlampe oder ein kleiner Fahrzeugscheinwerfer. Das Licht muß nicht allzu stark sein, wichtig ist aber eine möglichst punktförmige Bündelung des Lichtstrahles. Zum Abschirmen des Seitenlichtes (Tarnung

gegen Sicht) kann der Lampe ein Tubus vorgesetzt werden. Der Lichtstrahl wird, wenn erforderlich, über mehrere kleine Taschenspiegel umgelenkt, bis er auf die an geigneter Stelle angebrachte Photozelle auftrifft. Bei Nacht sind ohne Schwierigkeit Entfernungen bis 20 m zu überbrücken. Diese Entfernung kann weiter gesteigert werden (bis fast 100 m), wenn der Photozelle eine kleine Linse (Vergrößerungsglas) vorgesetzt

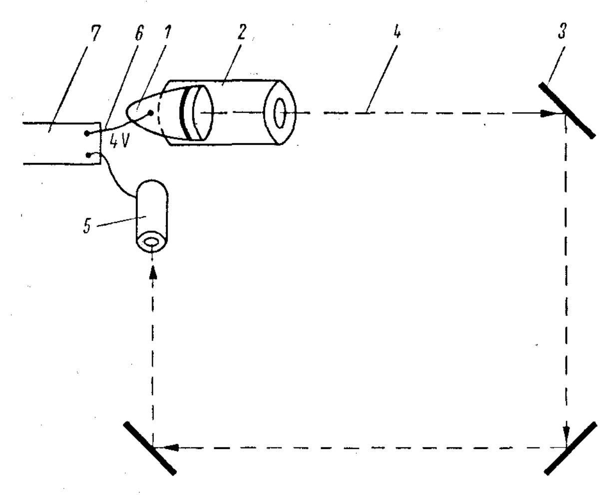


Bild 43. Praktische Anwendung der Lichtschranke (Beispiel), Erklärung im Text

1 — Lichtquelle, 2 — Kubus zur Abschirmung von Streulicht (Tarnung), 3 — Umlenkspiegel, 4 — Lichtstrahl, 5 — Empfänger nach Bild 41, 6 — Lampenkabel, 7 — Relais- und Batteriekästchen

wird, die die Lichtquelle klein auf dem Spalt des Photowiderstandes abbildet, das Licht also voll auf die lichtempfindliche Stelle konzentriert. Unter dieser optischen Voraussetzung sind sogar bei hellem Tageslicht einige Meter Entfernung ohne besonders starke Lichtquelle zu überbrücken! Für die Anwendung als Dämmerungs-

schalter wird die Lichteintrittsöffnung von PH zweckmäßig mit Opalglas abgedeckt.
Die hier gezeigte Schaltung soll — wie alle Schaltungen dieses Heftes — Anregungen für eigene Anlagengestaltung geben und darüber hinaus die wichtigsten Dimensionierungshinweise vermitteln. Je nach persönlichen Anforderungen bleibt es der Findigkeit des Amateurs überlassen, die für ihn jeweils günstigste Lösung zu finden. Dazu soll das hier gebotene Schaltungsmaterial eine kleine Hilfestellung geben.

7. GERMANIUM-FLÄCHENTRANSISTOREN DES VEB HALBLEITERWERK FRANKFURT (ODER)

Type	Verwendungszweck	P_{max} (mW)	f (MHz)	h_{21e}	UCE_{max} (V)	IC_{max} (mA)	F (db)
OC 810	NF-Verstärker	25	0,3	10	10	10	25
OC 811	NF-Verstärker	25	0,3	≧ 20	10	10	25
OC 812	NF-Vorstufen	25	0,3	≧ 20	10	10	10
OC 813	NF-Verstärker u. Oszillator	25	1,0	≧ 20	10	10	25
OC 814	NF-Anfangsstufen	25	0,3	≧ 20	10	10	5
OC 815	NF-Verstärker	50	0,3	10	10	20	25
OC 816	NF-Verstärker	50	0,3	≧ 20	10	20	25
OC 820	NF-Verstärker	150	0,3	10	10	125	25
OC 821	NF-Verstärker	150	0,3	≧ 20	10	125	25
OC 822	30-V-Schalttransistor	150	0,3	≧ 20	30	150	—
OC 823	60-V-Schalttransistor	150	0,3	≧ 20	60	150	—
OC 830	NF-Leistungsverstärker	1000	—	10	20	1000	—
OC 831	NF-Leistungsverstärker	1000	—	≧ 20	20	1000	—
OC 832	30-V-Schalttransistor	1000	—	≧ 20	30	1000	—
OC 833	60-V-Schalttransistor	1000	—	≧ 20	60	1000	—
OC 870 bis 872	HF-Transistoren, 1961 lieferbar						

Endgültige Daten liegen noch nicht vor

INHALTSVERZEICHNIS

Seite

Notizen

Notizen



80/90 V
Kl. 3
6/8V
In der
Transistorentechnik
als Basis- und Koppel-Elkos
sowie
überall dort, wo der zur
Verfügung stehende Raum
begrenzt ist, wie z. B. in Koffer-
Empfängern, Klein-Verstärkern
usw., werden unsere
Kleinst-Elektrolyt-
Kondensatoren
eingesetzt.
Erhältlich im einschlägigen Fachhandel
VEB TONMECHANIK
BERLIN-HOHENSCHÖNHAUSEN
Große Leegestraße 97-98, Fernruf 596001
TONMECHANIK

In der Reihe

DER PRAKTISCHE FUNKAMATEUR

sind bisher erschienen:

Band 1 Karl Andrea – **Der Weg zur Kurzwelle** (2. Auflage)

Band 2 Hagen Jakubaschk – **Tonbandgeräte selbstgebaut** (z. Zt. vergriffen)

Band 3 Dr. Horst Putzmann – **Kristalldioden und Transistoren** (vergriffen)

Band 4 Hagen Jakubaschk – **Tonband-Aufnahmepraxis** (2. Auflage)

Band 5 Harry Brauer – **Vorsatzgeräte für den Kurzwellenempfang** (z. Zt. vergriffen)

Band 6 Klaus Häusler – **Frequenzmesser**

Band 7 Ehrenfried Scheller – **Fuchsjagd-Peilempfänger / Fuchsjagd-Sender**

Band 8 Karl-Heinz Schubert – **Praktisches Radiobasteln I** (2. Auflage)

Band 9 Karl-Heinz Schubert – **Praktisches Radiobasteln II** (2. Auflage in Vorbereitung)

Band 10 Otto Morgenroth – **Vom Schaltzeichen zum Empfängerschaltbild** (z. Zt. vergriffen)

Band 11 Autorenkollektiv – **Die Lizenzprüfung in Frage und Antwort**

Band 12 F. W. Fußnegger – **Meßtechnik für den Kurzwellenamateur**

Band 13 Karl-Heinz Schubert – **Miniaturröhren und ihre Schaltungstechnik**

Band 14 Hagen Jakubaschk und Ludwig Scholz – **Fernsehempfänger selbstgebaut**

Band 15 Karl Rothammel – **UKW-Amateurfunk**

Band 16 Karl-Heinz Schubert – **Praktisches Radiobasteln III**

Band 17 Hans-Joachim Fischer und Vitus Blos – **Transistor-Taschenempfänger selbstgebaut**

Band 18 Hagen Jakubaschk – **Meßplatz des Amateurs**

Band 19 Theo Reck – **Höchstfrequenztechnik und Amateurfunk**

Weitere Bände befinden sich in Vorbereitung.

Jeder Band hat einen Umfang von etwa 80 bis 96 Seiten und ist mit zahlreichen Bildern ausgestattet. Ladenverkaufspreis 1,90 DM pro Band.



Preis: 1,90 DM

VERLAG SPORT UND TECHNIK